

## 宽输入范围、无需检测电阻 (No R<sub>SENSE</sub><sup>TM</sup>)的正至负DC/DC 控制器

### 特点

- 高效操作 (无需检测电阻)
- 宽输入电压范围：2.5V 至 36V
- 电流型控制提供优良的瞬态响应
- 最大占空比较高 (典型值为 92%)
- ±1% 内部电压基准
- 具有 100mV 迟滞的 ±2% RUN 引脚门限
- 微功率停机方式：I<sub>Q</sub> = 10μA
- 采用一个外部电阻器实现的可设置开关频率 (50kHz 至 1MHz)
- 可与高达 1.3 × f<sub>OSC</sub> 的外部时钟同步
- 可由用户控制的脉冲跳跃或突发方式 (Burst Mode<sup>®</sup>) 操作
- 内部 5.2V 低压降稳压器
- 在高输出电压应用 (V<sub>DS</sub> > 36V) 中采用一个检测电阻进行操作
- 小型 10 引脚 MSOP 封装

### 应用

- SLIC 电源
- 电信电源
- 便携式电子设备
- 电缆和 DSL 调制解调器
- 路由器电源


### 描述

LTC<sup>®</sup>3704 是一种宽输入范围电流型的正至负 DC/DC 控制器，它驱动一个 N 沟道功率 MOSFET 且只需极少的外部元件。为了低至高的功率应用，它利用了功率 MOSFET 的接通电阻而无需电流检测电阻器，因此可最大限度地提高了效率。

该器件的工作频率可由一个外部电阻设置在 50kHz 至 1MHz 的范围内，并可利用 MODE/SYNC 引脚与外部时钟同步。轻负载条件下的突发方式操作、较低的 2.5V 最小工作电源电压以及 10μA 的低停机静态电流使得 LTC3704 成为电池工作系统的理想选择。

对于要求恒定工作频率的应用而言，可利用 MODE/SYNC 引脚使突发方式操作功能失效。把 SENSE 引脚与位于功率 MOSFET 源极的一个电阻相连，LTC3704 可应用于开关电压高于 36V 的情况。

LTC3704 采用 10 引脚 MSOP 封装。

 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。  
Burst Mode 是凌特公司的注册商标。  
No R<sub>SENSE</sub> 是凌特公司的商标。

### 典型应用

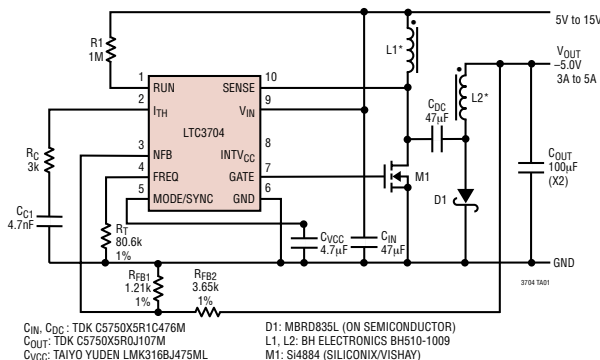
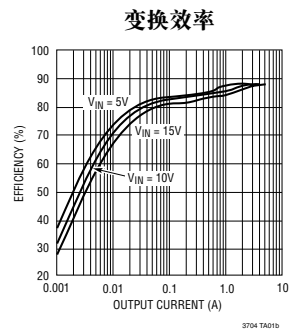


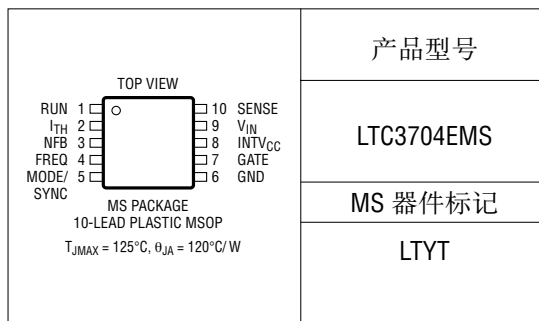
图 1：高效正至负电源



## 绝对最大额定值 (注1)

$V_{IN}$ 电压 .....	-0.3V 至 36V
$INTV_{CC}$ 电压 .....	-0.3V 至 7V
$INTV_{CC}$ 输出电流 .....	50mA
GATE 电压 .....	-0.3V 至 $V_{INTVCC} + 0.3V$
$I_{TH}$ 电压 .....	-0.3V 至 2.7V
NFB 电压 .....	-2.7V 至 2.7V
RUN · MODE/SYNC 电压 .....	-0.3V 至 7V
FREQ 电压 .....	-0.3V 至 1.5V
SENSE 引脚电压 .....	-0.3V 至 36V
工作温度范围 (注2) .....	-40°C 至 85°C
结温 (注3) .....	125°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

LTC3704EMS

MS 器件标记

LTYT

对于工作温度范围更宽的特定器件，请咨询凌特公司。

**电特性** 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指  $T_A = 25^{\circ}C$ 。  $V_{IN} = V_{INTVCC} = 5V$ ，  $V_{RUN} = 1.5V$ ，  $R_{FREQ} = 80k$ ，  $V_{MODE/SYNC} = 0V$ ， 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>主控制环路</b>						
$V_{IN(MIN)}$	最小输入电压		2.5			V
$I_Q$	输入电压电源电流 连续方式 突发方式操作，无负载 停机方式	(注4) $V_{MODE/SYNC} = 5V$ ， $V_{ITH} = 0.75V$ $V_{MODE/SYNC} = 0V$ ， $V_{ITH} = 0.2V$ (注5) $V_{RUN} = 0V$		550 250 10	1000 500 20	$\mu A$ $\mu A$ $\mu A$
$V_{RUN}^+$	RUN 输入电压上升沿门限			1.348		V
$V_{RUN}^-$	RUN 输入电压下降沿门限		1.223 1.198	1.248	1.273 1.298	V V
$V_{RUN(HYST)}$	RUN 引脚输入门限迟滞		50	100	150	mV
$I_{RUN}$	RUN 输入电流			1	100	nA
$V_{NFB}$	负反馈电压	$V_{ITH} = 0.2V$ (注5)	-1.218 ● -1.212	-1.230	-1.242 -1.248	V V
$I_{NFB}$	NFB 引脚输入电流	$V_{ITH} = 0.2V$ (注5)		7.5	15	$\mu A$
$\frac{\Delta V_{NFB}}{\Delta V_{IN}}$	电压调节	$2.5V \leq V_{IN} \leq 30V$		0.002	0.02	%/V
$\frac{\Delta V_{NFB}}{\Delta V_{ITH}}$	负载调节	$V_{MODE/SYNC} = 0V$ ， $V_{TH} = 0.5$ 至 $0.90V$ (注5)	● -1	-0.1		%
$g_m$	误差放大器跨导	$I_{TH}$ 引脚负载 = $\pm 5\mu A$ (注5)		650		$\mu mho$
$V_{ITH(BURST)}$	突发方式操作 $I_{TH}$ 引脚电压	下降 $I_{TH}$ 电压 (注5)		0.3		V
$V_{SENSE(MAX)}$	最大电流检测输入门限	占空比 < 20%	120	150	180	mV
$I_{SENSE(ON)}$	SENSE 引脚电流 (GATE 为高电平)	$V_{SENSE} = 0V$		40	75	$\mu A$
$I_{SENSE(OFF)}$	SENSE 引脚电流 (GATE 为低电平)	$V_{SENSE} = 30V$		0.1	5	$\mu A$

**电特性** 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。  $V_{IN} = V_{INTVCC} = 5\text{V}$ ，  $V_{RUN} = 1.5\text{V}$ ，  $R_{FREQ} = 80\text{k}$ ，  $V_{MODE/SYNC} = 0\text{V}$ ， 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>振荡器</b>						
$f_{OSC}$	振荡器频率	$R_{FREQ} = 80\text{k}$	250	300	350	kHz
	振荡器频率范围		50		1000	kHz
$D_{MAX}$	最大占空比		87	92	97	%
$f_{SYNC}/f_{OSC}$	推荐的最大同步频率比	$f_{OSC} = 300\text{kHz}$ (注6)		1.25	1.30	
$t_{SYNC(MIN)}$	MODE/SYNC 最小输入脉冲宽度	$V_{SYNC} = 0\text{V}$ 至 $5\text{V}$		25		ns
$t_{SYNC(MAX)}$	MODE/SYNC 最大输入脉冲宽度	$V_{SYNC} = 0\text{V}$ 至 $5\text{V}$		0.8/ $f_{OSC}$		ns
$V_{IL(MODE)}$	低电平 MODE/SYNC 输入电压				0.3	V
$V_{IH(MODE)}$	高电平 MODE/SYNC 输入电压		1.2			V
$R_{MODE/SYNC}$	MODE/SYNC 输入下拉电阻			50		k $\Omega$
$V_{FREQ}$	FREQ 引脚标称电压			0.62		V
<b>低压降稳压器</b>						
$V_{INTVCC}$	INTV <sub>CC</sub> 稳压器输出电压	$V_{IN} = 7.5\text{V}$	5.0	5.2	5.4	V
$\frac{\Delta V_{INTVCC}}{\Delta V_{IN1}}$	INTV <sub>CC</sub> 稳压器电压调节	$7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$		8	25	mV
$\frac{\Delta V_{INTVCC}}{\Delta V_{IN2}}$	INTV <sub>CC</sub> 稳压器电压调节	$15\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$		70	200	mV
$V_{LDO(LOAD)}$	INTV <sub>CC</sub> 负载调节	$0 \leq I_{INTVCC} \leq 20\text{mA}$	-2	-0.2		%
$V_{DROPOUT}$	INTV <sub>CC</sub> 稳压器压降	$V_{IN} = 5\text{V}$ ， INTV <sub>CC</sub> 负载 = 20mA		280		mV
$I_{INTVCC}$	停机状态下自举方式的 INTV <sub>CC</sub> 电源电流	$RUN = 0\text{V}$ ， $SENSE = 5\text{V}$		10	20	$\mu\text{A}$
<b>栅极驱动器</b>						
$t_r$	栅极驱动器输出上升时间	$C_L = 3300\text{pF}$ (注 7)		17	100	ns
$t_f$	栅极驱动器输出下降时间	$C_L = 3300\text{pF}$ (注 7)		8	100	ns

注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件可能会受损。

注 2：LTC3704E 在  $0^\circ\text{C}$  至  $70^\circ\text{C}$  的范围内保证能够满足性能规格的要求。 $-40^\circ\text{C}$  至  $85^\circ\text{C}$  工作温度范围内的规格由设计、特征和相关的统计过程控制来提供保证。

注 3： $T_J$  是按照下列公式由环境温度  $T_A$  和功耗  $P_D$  计算出来的：

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 120^\circ\text{C}/\text{W})$$

注 4：由于功率 MOSFET 栅极充电，动态输入电源电流更大 ( $Q_G \cdot f_{OSC}$ )。见“应用信息”部分。

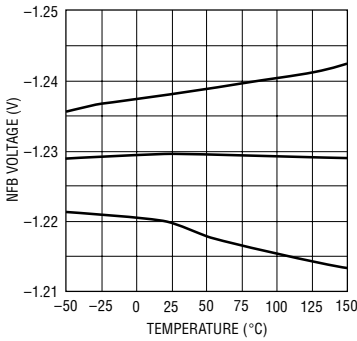
注 5：LTC3704 是在一个对  $V_{NFB}$  至基准电压进行伺服的反馈回路中进行测试的，且  $I_{TH}$  引脚电压被强制在  $0\text{V}$  至  $1.4\text{V}$  之间 ( $I_{TH}$  引脚的无负载至满负载工作电压范围为  $0.3\text{V}$  至  $1.23\text{V}$ )。

注 6：在同步应用中，内部斜率补偿增益增加了 25%。同步至一个明显较高的比值将会减少斜率补偿的有较值，这会在占空比大于 50% 的情况下引起次谐波振荡。

注 7：上升和下降时间是在 10% 和 90% 的电平上测得的。

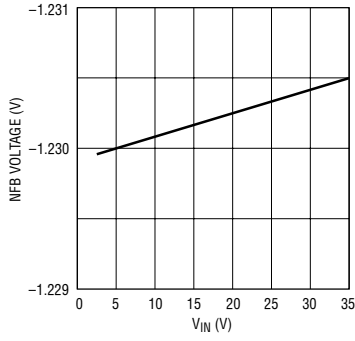
## 典型性能特征

NFB 电压与温度的关系曲线



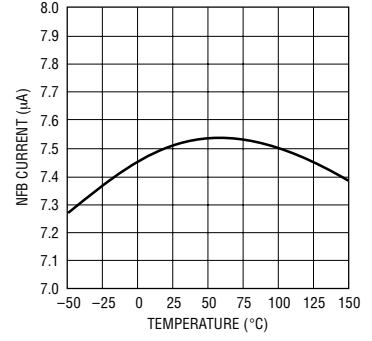
3704 G01

NFB 电压调节



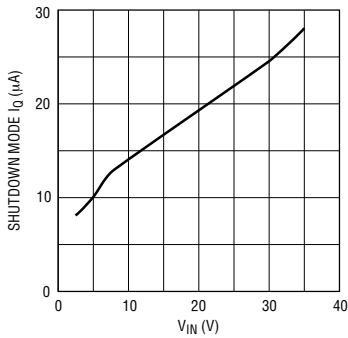
3704 G02

NFB 引脚电流与温度的关系曲线



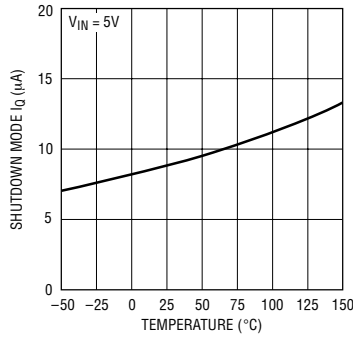
3704 G03

停机方式  $I_Q$  与  $V_{IN}$  的关系曲线



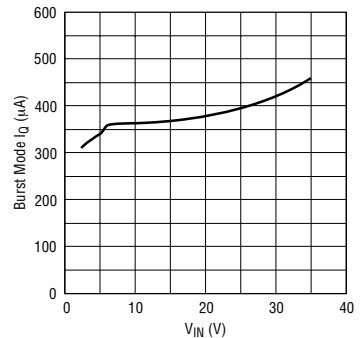
3704 G04

停机方式  $I_Q$  与温度的关系曲线



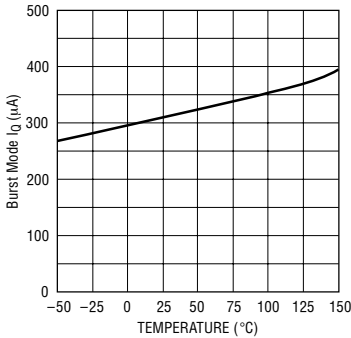
3704 G05

突发方式  $I_Q$  与  $V_{IN}$  的关系曲线



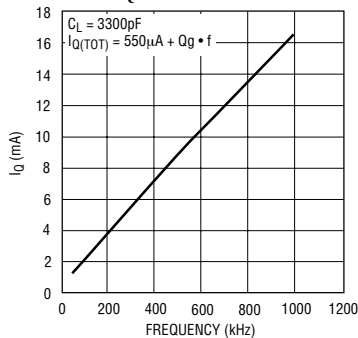
3704 G06

突发方式  $I_Q$  与温度的关系曲线



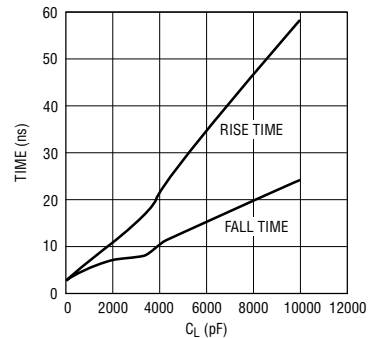
3704 G07

动态  $I_Q$  与频率的关系曲线



3704 G08

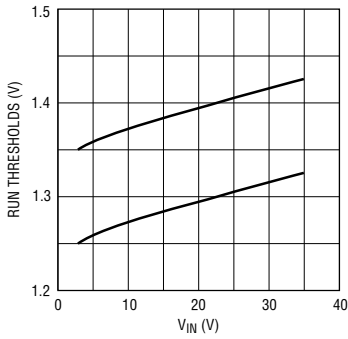
栅极驱动上升和下降时间与  $C_L$  的关系曲线



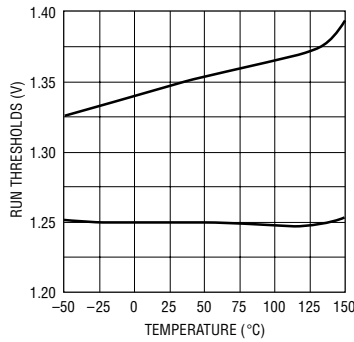
3704 G09

典型性能特性

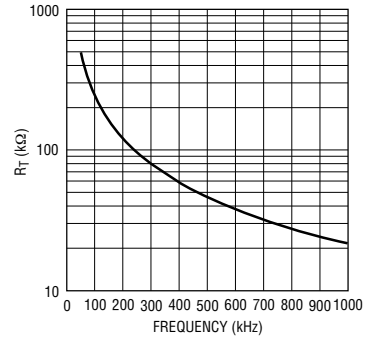
RUN 门限与  $V_{IN}$  的关系曲线



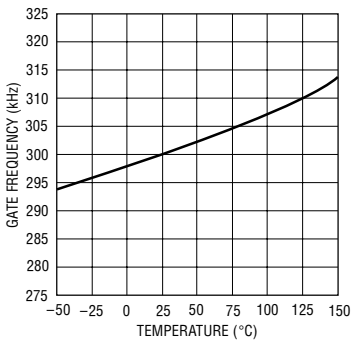
RUN 门限与温度的关系曲线



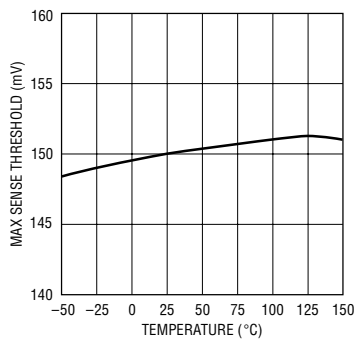
$R_T$  与频率的关系曲线



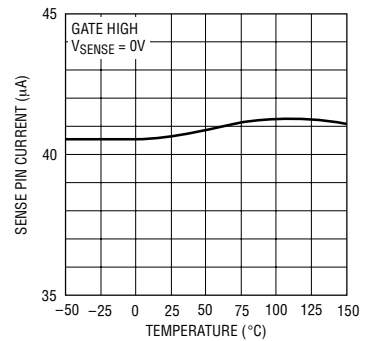
频率与温度的关系曲线



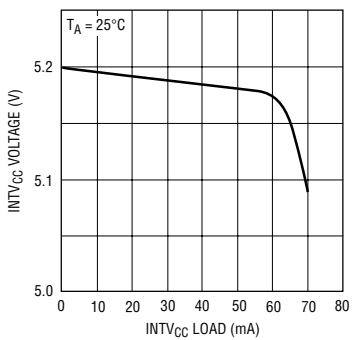
最大检测门限与温度的关系曲线



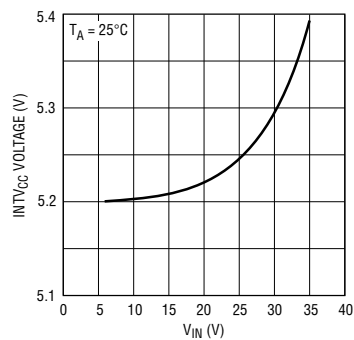
SENSE 引脚电流与温度的关系曲线



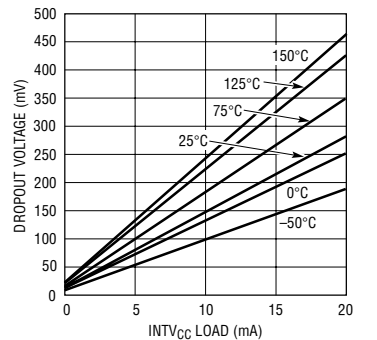
INTV<sub>CC</sub> 负载调节



INTV<sub>CC</sub> 电压调节



INTV<sub>CC</sub> 压降与电流和温度的关系曲线



## 引脚功能

**RUN (引脚 1) :** RUN 引脚为用户提供了一个用于输入电压检测和变换器启动门限设置的精确方法。RUN 引脚下降沿门限的标称值为 1.248V，比较器具有 100mV 的迟滞以实现噪声免疫。当 RUN 引脚电平低于此输入门限时，该 IC 被关断，且  $V_{IN}$  电源电流被保持在一个小值上（典型值为  $10\mu\text{A}$ ）。该引脚上的电压绝对最大额定值为 7V。

**$I_{TH}$  (引脚 2) :** 误差放大器补偿引脚。电流比较器输入门限随著该控制电压的增加而上升。该引脚的标称电压范围为 0V 至 1.40V。

**NFB (引脚 3) :** 接收来自跨接在输出端的外部电阻分压器的反馈电压。稳定状态下该引脚的标称电压为 -1.230V。

**FREQ (引脚 4) :** 一个从 FREQ 引脚连接到地的电阻对芯片的工作频率进行设置。FREQ 引脚的标称电压为 0.62V。

**MODE/SYNC (引脚 5) :** 该输入控制变换器的操作方式，并允许把工作频率与一个外部时钟进行同步。

如果 MODE/SYNC 引脚与地相连，则使能突发方式操作。如果 MODE/SYNC 引脚与  $INTV_{CC}$  相连，或者一个外部逻辑电平同步信号被加至该输入，则突发方式操作失效，IC 工作于连续方式。

**GND (引脚 6) :** 接地引脚。

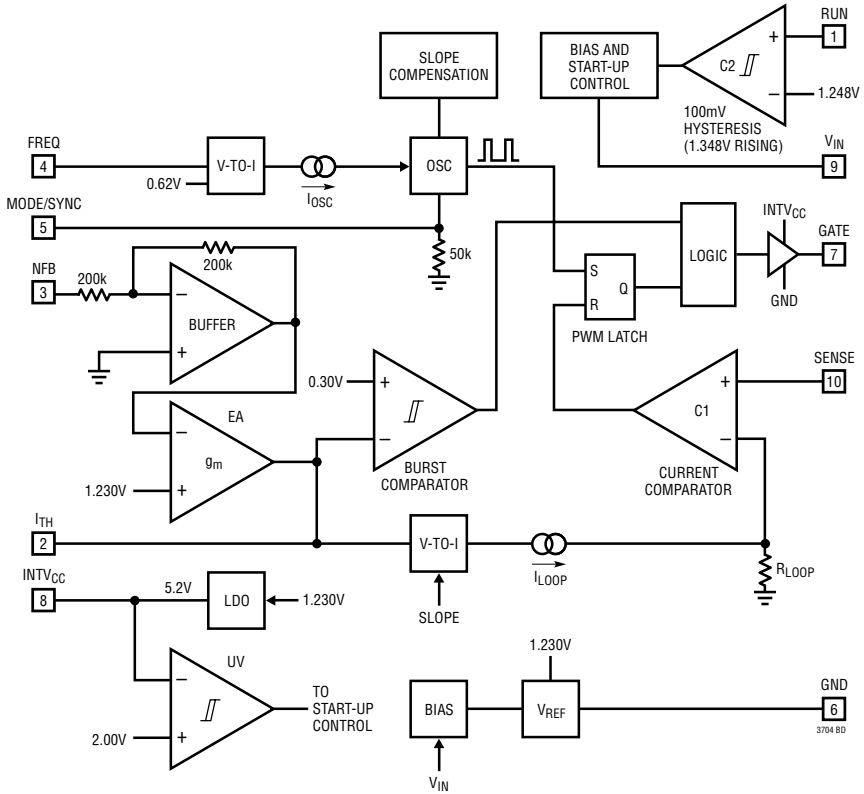
**GATE (引脚 7) :** 栅极驱动器输出。

**$INTV_{CC}$  (引脚 8) :** 内部 5.20V 稳压器输出。栅极驱动器和控制电路均由该电压供电。通过一个最小值为  $4.7\mu\text{F}$  的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器将该引脚本部去耦接至 IC 的地。

**$V_{IN}$  (引脚 9) :** 主电源引脚。必须紧密去耦至地。

**SENSE (引脚 10) :** 控制环路的电流检测输入。将此引脚连接至功率 MOSFET 的漏极以进行  $V_{DS}$  检测并获得最高的效率。SENSE 引脚也可与位于功率 MOSFET 源极的电阻相连。对这两种检测方法都提供了内部脉冲前沿消隐。

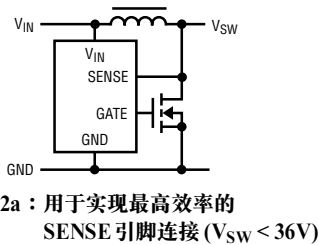
方框图



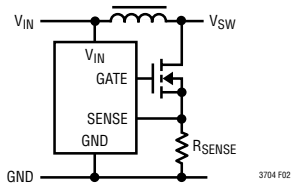
## 工作原理

### 主控制环路

LTC3704 是一种用于 DC/DC 正至负变换器应用的恒频电流型控制器。LTC3704 与传统的电流型控制器有所不同，因为电流控制环路可通过检测功率 MOSFET 开关(而不是一个分立的检测电阻)两端的电压来闭合，如图 2 所示。这种检测技术提高了效率和功率密度，并降低了总体解决方案的成本。



2a：用于实现最高效率的 SENSE 引脚连接 ( $V_{SW} < 36V$ )



2b：用于峰值  $I_{IN} / I_{OUT}$  精密控制或  $V_{SW} > 36V$  的 SENSE 引脚连接

图 2：使用 LTC3704 上的 SENSE 引脚

关于电路的工作原理，请参见 IC 的方框图和图 1。在正常工作状态下，当振荡器设定 PWM 锁存器时，功率 MOSFET 导通；当电流比较器 C1 将锁存器复位时，功率 MOSFET 关断。由误差放大器 EA 将分压的输出电压与一个内部 1.230V 基准进行比较，并在  $I_{TH}$  引脚上输出一个误差信号。 $I_{TH}$  引脚上的电压设定电流比较器 C1 的输入门限。当负载电流增加时，NFB 电压相对于基准电压的下降使  $I_{TH}$  引脚电平上升，这导致电流比较器 C1 在一个更大的峰值电感电流值上发生跳变。因此，平均电感电流将增加，直到与负载电流相等，由此保持输出稳定。

LTC3704 的标称工作频率是采用一个从 FREQ 引脚连接到地的电阻来设定的，其受控范围为 50kHz 至 1000kHz。此外，内部振荡器可与一个加在 MODE/SYNC 引脚上的外部时钟同步，并能够锁定在其标称值 100% 到 130% 之间的某一频率上。当 MODE/SYNC 引脚处于开路状态时，用一个 50k 内部电阻将该引脚的电平拉低，并使能突发方式操作。如果该引脚的电平高于 2V，或被施加了一个外部时钟，则突发方式操作失效，IC 工作于连续方式。在没有负载(或负载极小)的情况下，控制器将进行跳跃脉冲操作以保持稳定状态，并防止出现过大的输出波纹。

RUN 引脚用来控制 IC 是处于使能状态还是低电流的停机状态。微功率 1.248V 基准和比较器 C2 允许用户设置 IC 导通和关断的电源电压(比较器 C2 具有用于实现噪声免疫的 100mV 迟滞)。RUN 引脚电平低于 1.248V 时，芯片关断，输入电源电流的典型值只有 10 $\mu$ A。

如图 2 所示，LTC3704 的使用既可通过检测功率 MOSFET 两端的压降来完成，也可通过把 SENSE 引脚与位于功率 MOSFET 源极的一个普通分流电阻相连接来完成。检测功率 MOSFET 两端电压的方法最大限度地提高了变换器的效率，并最大限度地减少了元件的数量，但将输出电压限制为该引脚的最大额定值(36V)。通过把 SENSE 引脚与位于功率 MOSFET 源极的电阻相连接，用户能够对该 IC 的 36V 最大额定输入电压高得多的输出电压进行设置。

### 操作方式的设置

对于那些优先考虑最大限度地提高轻负载条件下(例如，小于 100 $\mu$ A)的效率应用来说，应采用突发方式操作(即 MODE/SYNC 引脚应与地相连)。而在那些固定频率操作较低电流效率更为重要，或需要最小输出波纹的应用中，应采用脉冲跳跃方式操作，且 MODE/SYNC 引脚应与 INTV<sub>CC</sub> 引脚相连接。

## 工作原理

这就使得不连续导通方式 (DCM) 操作的时间被减少至接近由芯片的最少导通时间 (约 175ns) 所规定的限值。在此输出电流电平以下, 变换器将执行周期窃取操作以保持输出稳定。图 3 跳变和图 4 示出了图 1 中变换器的突发方式和脉冲跳变方式操作的轻负载开关波形。

### 突发方式操作

突发方式操作是通过将 MODE/SYNC 引脚置于未连接状态或将其接地来选择的。在正常操作状态下,  $I_{TH}$  引脚上对应于无负载至满负载的电压范围为 0.30V 至 1.2V。在突发方式操作中, 如果误差放大器 EA 把  $I_{TH}$  电压驱动至 0.525V 以下时, 电流比较器 C1 的缓冲  $I_{TH}$  输入将被箝位于 0.525V (它对应于最大负载电流的 25%)。这样, 电感器峰值电流保持在大约 30mV 被功率 MOSFET 的  $R_{DS(ON)}$  相除。如果  $I_{TH}$  引脚电平降至 0.30V 以下, 突发方式比较器 B1 将关断功率 MOSFET, 并把 IC 的静态电流按比例变回 250 $\mu$ A (休眠方式)。在这种条件下, 负载电流将由输出电容器提供, 直到  $I_{TH}$  电压升至突发比较器的 50mV 迟滞以上。在轻负载条件下, 将观察到在短突发开关 (平均电感器电流是其最大值的 25%) 之后是较长的休眠期, 由此极大地提高了变换器效率。图 3 示出了描绘突发方式操作的示波器波形。

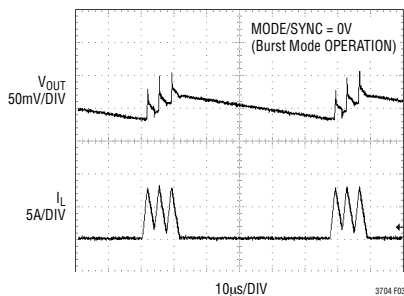


图 3：低输出电流条件下的 LTC3704 突发方式操作 (MODE/SYNC = 0V)

### 跳跃脉冲方式操作

将 MODE/SYNC 引脚与一个大于 2V 的 DC 电压相连后, 突发方式操作失效。内部的 0.525V 缓冲  $I_{TH}$  突发箝位被取消, 使得  $I_{TH}$  引脚在无负载到满负载的条件下直接控制电流比较器。无负载时,  $I_{TH}$  引脚被驱动至 0.30V 以下, 功率 MOSFET 被关断并进入休眠方式。图 4 示出了描绘这种操作方式的示波器波形。

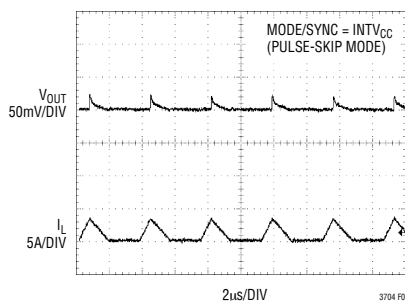


图 4：突发方式操作失效时的 LTC3704 低输出电流操作 (MODE/SYNC = INTVCC)

当一个外部时钟信号以高于芯片内部振荡器频率的速率对 MODE/SYNC 引脚进行驱动时, 振荡器将与之同步。在这种同步方式中, 突发方式操作失效。与同步操作相关联的恒定频率由变换器提供了一个更加受控的噪声频谱, 代价是牺牲轻负载条件下的总体系统效率。

当振荡器的内部逻辑电路在 MODE/SYNC 引脚上检测到一个同步信号时, 内部振荡器斜坡上升被早期终止, 斜率补偿增加了大约 30%。因此, 在要求同步的应用中, 建议将 IC 的标称工作频率设置为外部时钟频率的 75% 左右。如果试图与更高的外部频率 ( $1.3f_0$  以上) 同步, 则能导致斜率补偿不足以及次谐波振荡 (或抖动)。

外部时钟信号必须超过 2V 至少达 25ns 以上, 且应具有 80% 的最大占空比, 如图 5 所示。MOSFET 的导通将与外部时钟信号的上升沿同步。

## 应用信息

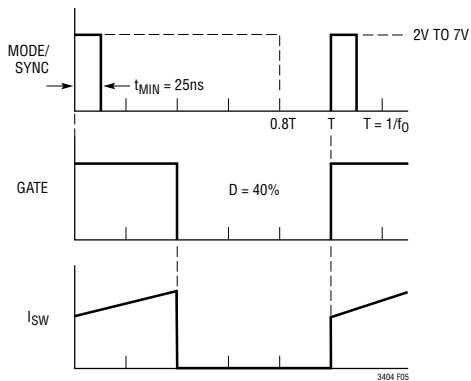


图 5：同步操作时的 MODE/SYNC 时钟输入和开关波形

## 工作频率的设置

工作频率和电感值的选择是对效率和元件尺寸的权衡折衷。低频工作通过降低 MOSFET 和二极管的开关损耗提高了效率。然而，对于给定的负载电流值，较低的工作频率要求采用更大的电感。

LTC3704 采用一种恒定频率结构，可利用一个从 FREQ 引脚连接到地的外部电阻在 50kHz 至 1000kHz 的范围内进行设置，如图 1 所示。FREQ 引脚上的标称电压为 0.6V，流入 FREQ 引脚的电流被用来对一个内部振荡电容器进行充放电。图 6 示出了对于给定工作频率情况下选择的  $R_T$  值图形。

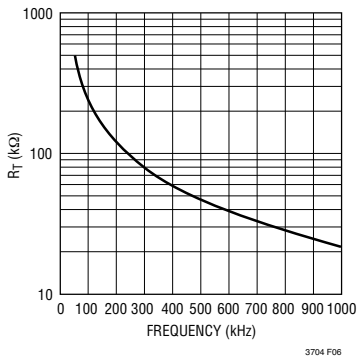


图 6：定时电阻值 ( $R_T$ )

INTV<sub>CC</sub> 稳压器旁路和操作

如图 7 所示，一个内部 P 沟道低压降稳压器生成了为 LTC3704 内的栅极驱动器和逻辑电路供电的 5.2V 电源。INTV<sub>CC</sub> 稳压器能够提供高达 50mA 的电流，且必须通过一个紧靠著 IC 引脚而最小值为 4.7μF 的钽电容器或陶瓷电容器旁路到地。对于 MOSFET 栅极驱动器所要求的大瞬态电流的提供而言，良好的旁路是必需的。

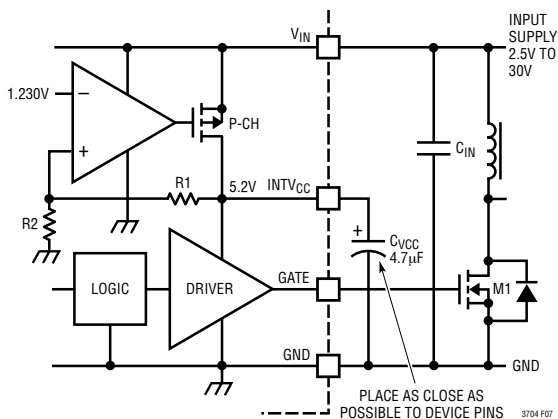


图 7：对 LDO 稳压器和栅极驱动器电源进行旁路

对于不超过 7V (该引脚的绝对最大额定值) 的输入电压，LTC3704 中的内部低压降稳压器是多余的，且 INTV<sub>CC</sub> 引脚可直接短接至 V<sub>IN</sub> 引脚。然而，当 INTV<sub>CC</sub> 引脚短接至 V<sub>IN</sub> 引脚时，设置稳定 INTV<sub>CC</sub> 电压的分压器将从输入电源吸收 10μA 的电流，即使在停机状态下也是如此。对于那些要求最低停机方式输入电源电流的应用，不要把 INTV<sub>CC</sub> 引脚与 V<sub>IN</sub> 相连。不管 INTV<sub>CC</sub> 引脚是否短接至 V<sub>IN</sub>，**必需始终通过一个紧接著 INTV<sub>CC</sub> 和 GND 引脚的 4.7μF 钽电容器或低 ESR 陶瓷电容器把驱动器电路旁路到地。**

在实际应用中，大多数 IC 电源电流被用来驱动功率 MOSFET 的栅电容。因此，对大功率 MOSFET 进行高频驱动的高输入电压应用可能会使 LTC3704

## 应用信息

超过其最大额定结温。可利用下列公式来估算结温：

$$\begin{aligned} I_{Q(TOT)} &\approx I_Q + f \cdot Q_G \\ P_{IC} &= V_{IN} \cdot (I_Q + f \cdot Q_G) \\ T_J &= T_A + P_{IC} \cdot R_{TH(JA)} \end{aligned}$$

总静态电流  $I_{Q(TOT)}$  由静态电源电流 ( $I_Q$ ) 和用来对功率 MOSFET 的栅极进行充放电所需的电流所组成。10 引脚 MSOP 封装具有  $R_{TH(JA)} = 120^\circ\text{C}/\text{W}$  的热阻。

举个例子，假设有一个  $V_{IN} = 5\text{V}$  且  $V_{SW(MAX)} = 12\text{V}$  的电源。开关频率为  $500\text{kHz}$ ，最高环境温度为  $70^\circ\text{C}$ 。选择的功率 MOSFET 是 IRF7805，其最大接通电阻  $R_{DS(ON)}$  为  $11\text{m}\Omega$  (室温条件下)，最大总栅极电荷量为  $37\text{nC}$  (栅极电荷的温度系数较小)。

$$\begin{aligned} I_{Q(TOT)} &= 600\mu\text{A} + 37\text{nC} \cdot 500\text{kHz} = 19.1\text{mA} \\ P_{IC} &= 5\text{V} \cdot 19.1\text{mA} = 95\text{mW} \\ T_J &= 70^\circ\text{C} + 120^\circ\text{C}/\text{W} \cdot 95\text{mW} = 81.4^\circ\text{C} \end{aligned}$$

这表明了与 IC 中的静态电流相比，栅极充电电流有多么重要。

为了防止超过最高结温，当在高  $V_{IN}$  条件下的连续方式，也需检查输入电源电流。可能需要在工作频率与功率 MOSFET 尺寸之间进行权衡，以保持可靠的 IC 结温。然而，在降低工作频率之前，一定要和功率 MOSFET 制造商核对他们最新、最顶级的低  $Q_G$ 、低  $R_{DS(ON)}$  器件。功率 MOSFET 制造技术正在不断改进，几乎每年都会推出更新和性能更好的器件。

## 输出电压设置

输出电压由一个电阻分压器按照下式进行设定：

$$V_O = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{NFB} \cdot R_2$$

其中， $V_{REF} = -1.230\text{V}$ ， $I_{NFB}$  是流出 NFB 引脚的电流 ( $I_{NFB} = -7.5\mu\text{A}$ )。为了正确选择  $R_2$ ，包括 NFB 引脚电流的影响，可采用下列公式：

$$R_2 = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{\left(\frac{V_{REF}}{R_1} + I_{NFB}\right)}$$

流出 NFB 引脚的  $7.5\mu\text{A}$  标称电流具有约  $\pm 2.5\mu\text{A}$  的生产容限，于是， $500\mu\text{A}$  的输出分压器电流 ( $R_1 = 2.49\text{k}\Omega$ ) 会在输出电压中引起  $0.5\%$  的误差。对于输出电压容限重要性稍低的应用而言，可通过增大  $R_1$  的值来提高效率。

## 利用 RUN 引脚来设置导通和关断门限

LTC3704 包括一个独立的微功率电压基准和一个即使在该器件处于停机状态下仍保持运行的比较器检测电路，如图 8 所示。这使得用户能够精确设置一个变换器导通和关断的输入电压。RUN 引脚上的下降门限电压与  $1.248\text{V}$  的内部基准电压相等。比较器具有  $100\text{mA}$  的迟滞以增强噪声免疫力。

导通和关断输入电压门限是采用一个电阻分压器根据下列公式来设置的：

$$\begin{aligned} V_{IN(OFF)} &= 1.248\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \\ V_{IN(ON)} &= 1.348\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \end{aligned}$$

## 应用信息

一般将电阻 R1 的阻值选为 1M 以下。

对于 RUN 引脚只被用作一个逻辑输入的应用，用户应知晓该引脚的绝对最大额定值为 7V！如图 8c

所示，对于“始终接通”的操作，RUN 引脚可以通过一个外部 1M 电阻器与输入电压相连。

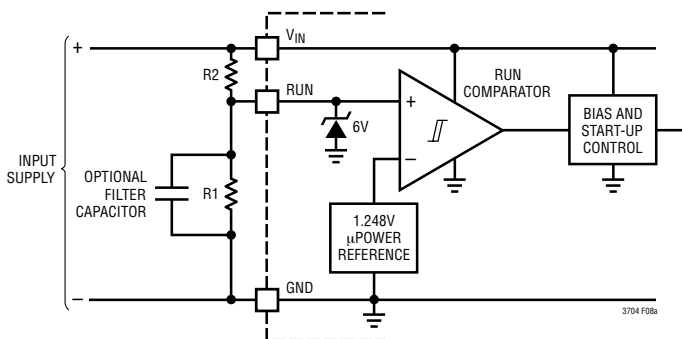


图 8a：使用 RUN 引脚来设置导通和关断门限

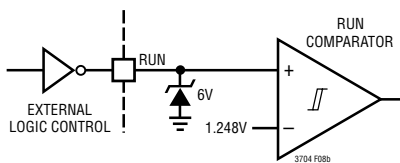


图 8b：采用外部逻辑电路的导通/关断控制

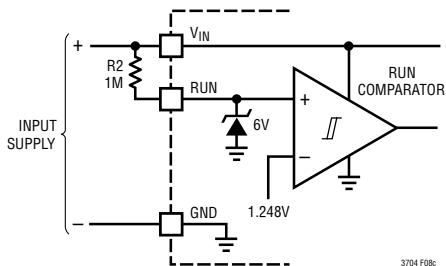
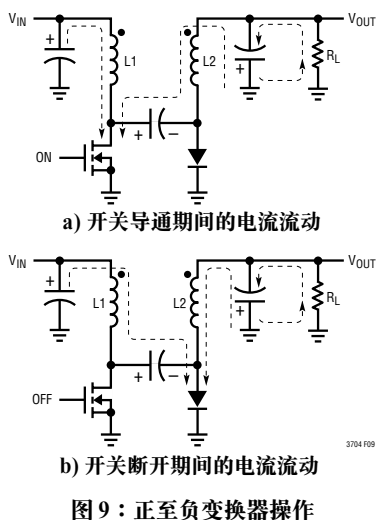


图 8c：RUN 引脚上用于“始终接通”操作的外部上拉电阻

## 应用信息

### 应用电路

图1示出了一种用于 LTC3704 简单的正至负应用电路。该电路的基本操作示于图9。在导通期间，电感器电流流过开关；而在关断期间，这些电流流过输出二极管。使用与输入和输出串联的电感器会在这些电容器中产生连续电流，从而引发低输入和输出噪声。不连续电流流入开关、耦合电容器和二极



### 占空比的考虑

对于图1所示的正至负变换器，CCM 方式中的主开关占空比为：

$$D = \frac{V_O}{V_O - V_{IN}}$$

式中的  $V_O$  是一个负数。该变换器的最大输出电压 (CCM 方式) 为：

$$V_{O(MAX)} = V_{IN(MIN)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

LTC3704 的最大占空比为 92% (典型值)。

### 输入电流和开关电流的峰值和平均值

LTC3704 中的控制环路测量峰值开关电流(既可采用功率 MOSFET 的  $R_{DS(ON)}$ ，也可采用 MOSFET 源极中的一个检测电阻)，因此，输出电流需要折回开关，以正确选定功率 MOSFET 和电感器。根据输入功率与输出功率在理想状态下是相等的这一事实，最大平均输入电流为：

$$I_{IN(MAX)} = -I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

式中的  $I_{O(MAX)}$  是一个负数。峰值输入电流为：

$$I_{IN(PEAK)} = -\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

但是，在一个正至负变换器中，开关电流等于  $I_{IN} + I_O$ ，所以最大平均开关电流为：

$$I_{SW(MAX)} = -I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

峰值开关电流为：

$$I_{SW(PEAK)} = -\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

最大占空比  $D_{MAX}$  应在最小  $V_{IN}$  条件下计算。

### 波纹电流 $\Delta I_L$ 和“ $\chi$ ”因子

上述公式中的常数“ $\chi$ ”代表电感器中的峰至峰总波纹电流相对其最大值的百分比。例如，如果选择的是 30% 波纹电流，则  $\chi = 0.30$ ，峰值电流比平均值大 15%。

对于一个工作于 CCM 方式的电流型变换器来说，对于大于 50% 的占空比必须增加斜率补偿以避免次谐波振荡。对 LTC3704 而言，该斜坡补偿是在内部进行的。然而，拥有一个内部固定斜坡补偿波形确实对电感值和工作频率有所约束。如果采用的是一

## 应用信息

个过大的电感器，则相对于内部斜坡补偿的结果电流斜坡 ( $\Delta I_L$ ) 将比较小(当占空比大于 50% 时)，且变换器操作将接近电压型(斜坡补偿降低了电流环路的增益)。如果采用了一个过小的电感器，但变换器仍工作于 CCM(接近严格的导通方式)，则内部斜坡补偿有可能不足以防止次谐波振荡的发生。为了确保良好的电流型增益并避免次谐波振荡，建议电感器中的纹波电流处于最大平均开关电流的 20% 到 40% 的范围内。例如，如果最大平均开关电流为 1A，则选择一个在 0.2A 到 0.4A 之间的  $\Delta I_L$  以及一个 0.2 到 0.4 之间的 'x' 值。

### 电感器的选择

正至负变换器的电感器选择比单电感器拓扑结构(例如降压型或升压型)稍微复杂一些。采用分离的非耦合电感器虽能缩减解决方案的外形尺寸，但代价是增加了输入和输出纹波。采用耦合电感器虽会使设计程序复杂化，但能显著降低输入和/或输出纹波。它还将减少采购部门必须留意的元件的数量。

然而，不管是什么设计目标，电感器选择都是一个反复的过程。最好的建议是以有关的公式为指引，然后确立一个解决方案并测量电路的性能。如果测量性能与设计指标有偏差，则换上一个认为合适的更大(或更小)电感器，并重复测量。此外，尽最大努力把有可能对电路性能产生巨大影响的布局寄生效应降到最低限度。

正至负变换器的电感器电流是在满负载电流和最小输入电压的条件下计算的。电感器峰值电流可以比输出电流高得多，尤其是在较小电感器和较轻负载的条件下。下列公式假设采用的是非耦合电感器和 CCM 操作。

$$I_{L1(PEAK)} = -\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

$$I_{L2(PEAK)} = -\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)}$$

式中的“ $\chi$ ”代表纹波电流的百分比。然而，在正至负变换器中，开关电流是两个电感器电流之和。于是，

$$I_{SW(PEAK)} = -\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

由于控制环路对此开关电流进行检查，且内部斜率补偿作用于开关电流，因此，在  $V_{IN(MIN)}$  和  $I_{O(MAX)}$  的条件下，纹波电流的百分比应在最大平均电流的 20% 到 40% 之间。这对应于上述公式中 0.20 到 0.40 之间的一个“ $\chi$ ”值。把该纹波电流表示为输出电流的一个函数便产生了下列用于计算电感值的公式。

$$L1 = L2 = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_{SW} \cdot f} \cdot D_{(MAX)}$$

其中的

$$\Delta I_{SW} = -\chi \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

通过采用一个匝数比为 1 : 1 的耦合电感器，由于互感的原因，可用 2L 来代替上述公式中的电感值。这样做保持了电感器中相同的总纹波电流和能量存储。对于 1 : 1 耦合电感器来说，换上 2L 会产生以下公式：

$$L1 = L2 = \frac{V_{IN(MIN)}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

在采用非耦合电感器的条件下，根据最初用于  $I_{L1(PEAK)}$  和  $I_{L2(PEAK)}$  公式中概述的峰值电流选择最小

## 应用信息

的饱和电流。如果采用耦合电感器，需确定针对并行配置的最小饱和电流超过了最大开关电流：

$$I_{\text{LSAT(MIN)}} \geq - \left( 1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot I_{\text{O(MAX)}} \cdot \frac{1}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

应在最小输入电压(它将产生最大的平均电感器电流)和最大负载电流的条件下对额定饱和电流进行检查。

### 工作于不连续方式

如图 10 所示，不连续方式操作出现于负载电流低至允许电感器电流在开关断开期间流出的时候。一旦电感电流接近于零，开关和二极电容与电感谐振以形成在 1MHz 到 10MHz 的阻尼振铃。如果开关断开时间足够长，则漏电压将稳定于输入电压。

根据输入电压和电感器中残余能量的不同，该振铃能使功率 MOSFET 的漏极走低至地电位以下，并被体二极管所箝位。该振铃对 IC 无害，且无迹象表明它对 EMI 有明显的影响。任何尝试采用吸振器压止 EMI 都将使效率下降。

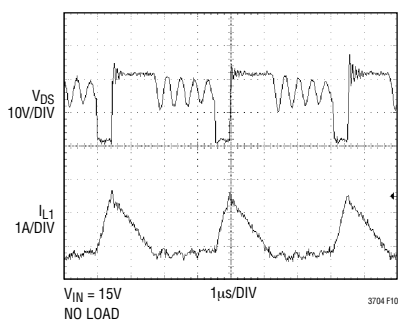


图 10：图 1 所示电路的不连续方式波形 (MODE/SYNC = INTV<sub>CC</sub>，跳跃脉冲方式)

### 功率 MOSFET 或检测电阻的选择

如果功率 MOSFET 漏极上的最大电压 ( $V_{\text{IN(MAX)}} + V_{\text{OUT}}$ )，再加上任何的瞬变) 小于 36V，则该电路可利用 LTC3704 的无检测电阻 (No  $R_{\text{SENSE}}$ ) 技术来提高效率，并取消检测电阻。对于更高的开关电压，SENSE 引脚应与一个位于功率 MOSFET 源极的电阻相连接，如图 2 所示。LTC3704 中提供了内部前沿消隐，以达到无需在 SENSE 引脚上设置滤波元件的目的。

在正至负变换器和回扫变换器中，最大开关电流均为输入电流与输出电流之和。因此，峰值开关电流为：

$$I_{\text{SW(PEAK)}} = - \left( 1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot I_{\text{O(MAX)}} \cdot \frac{1}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

式中的  $I_{\text{O(MAX)}}$  是一个负数。

在开关导通期间，控制电路将功率 MOSFET 两端的最大压降限制为 150mV (在低占空比的情况下)。于是，峰值开关电流被限制为  $150\text{mV}/R_{\text{DS(ON)}}$ 。最大负载电流、占空比和功率 MOSFET 的  $R_{\text{DS(ON)}}$  之间的关系为：

$$R_{\text{DS(ON)}} \leq \frac{V_{\text{SENSE(MAX)}}}{I_{\text{SW(PEAK)}}$$

或

$$R_{\text{DS(ON)}} \leq V_{\text{SENSE(MAX)}} \cdot \frac{D_{\text{MAX}} - 1}{\left( 1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot I_{\text{O(MAX)}} \cdot \rho_{\text{T}}}$$

这里， $I_{\text{O(MAX)}}$  是一个负数。在占空因数较小的情况下， $V_{\text{SENSE(MAX)}}$  项一般为 150mV，当占空比为 92% 时，由于斜率补偿的缘故，该项减小至 100mV。 $\rho_{\text{T}}$  项表示 MOSFET 的  $R_{\text{DS(ON)}}$  的温度系数通常为  $0.4\%/^{\circ}\text{C}$ 。图 12 示出了一种典型功率 MOSFET 随温度变化的  $R_{\text{DS(ON)}}$  (为简单起见，进行了归一化)。

## 应用信息

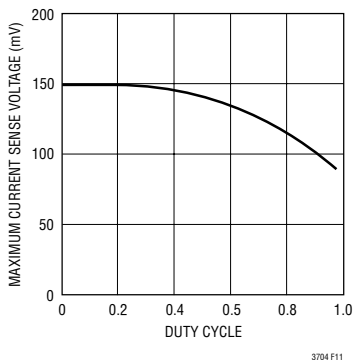


图 11：最大 SENSE 门限电压与占空比的关系曲线

另一种选用功率 MOSFET 的方法是检查对于给定  $R_{DS(ON)}$  的最大输出电流，因为 MOSFET 的接通电阻通常是离散值。

$$I_{O(MAX)} = -V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1 - D_{MAX}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_T}$$

当采用一个传统的检测电阻时，

$$R_{SENSE} = V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX} - 1}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)}}$$

检测电阻一般为低 TC，并且容限范围会因价格不同而有所不同。检测电阻的功耗为：

$$P_{SENSE} = I_{SW(PEAK)}^2 \cdot R_{SENSE} \cdot D_{MAX}$$

### 计算功率 MOSFET 开关和导通损耗以及结温

为了计算功率 MOSFET 的结温，必须知道器件的功耗。该功耗是占空比、负载电流以及结温本身（因其  $R_{DS(ON)}$  正温度系数的缘故）的函数。

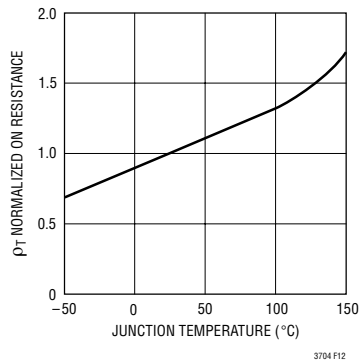


图 12：归一化的  $R_{DS(ON)}$  与温度的关系曲线

因此，一般需要进行一些反复计算以确定一个合理的准确值。由于该控制器把 MOSFET 用作开关和检测元件，所以应注意确保变换器能够在所有的工作条件（输入电压和温度）以及制造商数据表所罗列的  $V_{SENSE(MAX)}$  和 MOSFET 的  $R_{DS(ON)}$  最坏情况规格下提供所需的负载电流。

MOSFET 在正至负变换器中产生的功耗为：

$$P_{FET} = \left(\frac{-I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}\right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} \cdot \rho_T + k \cdot (V_{IN} - V_O)^{1.85} \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

式中的  $I_{O(MAX)}$  和  $V_O$  为负数。

以上公式中的第一项代表器件中的  $I^2R$  损耗，第二项为开关损耗。常数  $k = 1.7$  是与栅极驱动电流成反比关系的经验因子，其单位值为电流的倒数。

由功率 MOSFET 的已知功耗并通过以下公式求得它的结温：

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot R_{TH(JA)}$$

## 应用信息

该公式中采用的  $R_{TH(JA)}$  通常包括器件的  $R_{TH(JC)}$  加上从外壳到环境温度的热阻 ( $R_{TH(CA)}$ )。然后可将该  $T_J$  值与反覆计算过程中所使用的当初假设数值相比较。

### 输出二极管的选择

为了最大限度地提高效率，需要采用具有低正向压降和低反向泄漏的快速开关二极管。正至负变换器中的输出二极管在开关断开期间导通电流，二极管必须承受的峰值反向电压等于  $V_{IN(MAX)} - V_O$ 。正常操作状态下的平均正向电流等于输出电流，而峰值电流等于峰值电感器电流。

$$I_{D(PEAK)} = -\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

二极管产生的功耗为：

$$P_D = I_{O(MAX)} \cdot V_D$$

以及二极管结温为：

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{TH(JA)}$$

该公式中采用的  $R_{TH(JA)}$  一般包括该器件的  $R_{TH(JC)}$  加上从电路板到外壳中的环境温度的热阻。

请牢记保持较短的二极管引线长度并观察正确的开关节点布局 (见“电路板布局检查清单”) 以避免振铃过大和功耗增加。

### DC 耦合电容器的选择

正至负变换器中的耦合电容器上的电压为  $V_{IN(MAX)} - V_O$ ，再加上由电感器中波纹电流所产生的任何额外  $\Delta V$ 。一般地，DC 耦合电容器的选择是根据流经它的大 RMS 波纹电流来决定的，如图 13 所示。

该电容器的最小 RMS 电流额定值必须超过：

$$I_{RMS(CAP)} = -I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}}$$

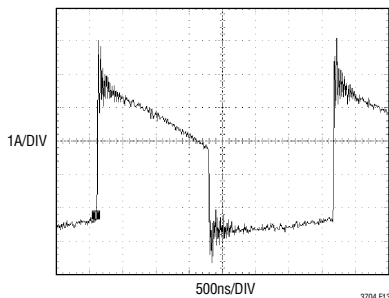


图 13：DC 耦合电容器中的波纹电流

建议采用一个低 ESR 和 ESL 的 X5R 或 X7R 型陶瓷电容器。

### 选择输出电容器

由于 L2 波纹电流的缘故 (L2 中电流的 DC 分量等于输出电流)，输出波纹电压表现为重叠在  $V_O$  之上的三角波形。该波纹电流流过输出电容器的电容量和 ESR，产生此节点上的总波纹电压。利用开关断开时间来计算该波纹电流所生下面公式的  $\Delta I_{L2}$ ：

$$\Delta I_{L2} = -\frac{1 - D_{MAX}}{f} \cdot \frac{V_O}{L2}$$

式中的  $V_O$  是一个负数。于是，输出波纹电压为：

$$\Delta V_{O(P-P)} = \frac{1 - D_{MAX}}{f} \cdot \frac{V_O}{L2} \left[ -ESR - \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_O} \right]$$

通过采用与更大值的钽或铝电解电容器相并联的高品质 X5R 或 X7R 型介质陶瓷电容器，可以最大限度地降低 ESR。根据不同的应用，有时可能只需陶瓷电容器就足够了。

输出电容器的 RMS 波纹电流额定值需要大于：

## 应用信息

$$I_{\text{RMS(COUT)}} \geq \sqrt{\frac{1}{12} \cdot \frac{(1-D_{\text{MAX}})}{f} \cdot \frac{V_0}{L2}}$$

应注意这些公式均假设电感器之间没有耦合。如果电感器缠绕在相同的磁心上，则输入端和输出端的波纹电流可被调至很低值，这样，上面的公式就将是极度保守。强烈建议用户在实验室做实验时所采用的磁铁和电容器应与将在生产中使用的样子。

请注意制造商所提供的额定波纹电流通常是基于使用寿命仅 2000 小时的情形，所以建设采用一个进一步规格的电容器，即使功能在现实情况打了折

扣，也可达到所需的要求，或可选择一个针对比所要求的温度指标更高条件而设计的电容器。还可以并联几个电容器以满足设计中的尺寸和高度要求。

当选用高性能的通孔电容器时，应考虑诸如 Nichicon、United Chemicon 和 Sanyo 这样的公司。Sanyo 公司提供的 OS-CON 半导体介质电容器具有最低的 ESR 以及与任何铝电解电容器相当的尺寸，价格稍高。

在表面安装应用中，有可能必须并联多个电容器以满足应用的 ESR 或 RMS 电流处理要求。

表 1：推荐的元件制造商

制造商	元件	电话	网址
AVX	电容器	(207) 282-5111	avxcorp.com
BH Electronics	电感器，变压器	(952) 894-9590	bhelectronics.com
Coilcraft	电感器	(847) 639-6400	coilcraft.com
Coiltronics	电感器	(407) 241-7876	coiltronics.com
Diodes, Inc	二极管	(805) 446-4800	diodes.com
Fairchild	MOSFET	(408) 822-2126	fairchildsemi.com
General Semiconductor	二极管	(516) 847-3000	generalsemiconductor.com
International Rectifier	MOSFET，二极管	(310) 322-3331	irf.com
IRC	检测电阻	(361) 992-7900	irctt.com
Kemet	钽电容器	(408) 986-0424	kemet.com
Magnetics Inc	环形铁心	(800) 245-3984	mag-inc.com
Microsemi	二极管	(617) 926-0404	microsemi.com
Murata-Erie	电感器，电容器	(770) 436-1300	murata.co.jp
Nichicon	电容器	(847) 843-7500	nichicon.com
On Semiconductor	二极管	(602) 244-6600	onsemi.com
Panasonic	电容器	(714) 373-7334	panasonic.com
Sanyo	电容器	(619) 661-6835	sanyo.co.jp
Sumida	电感器	(847) 956-0667	sumida.com
Taiyo Yuden	电容器	(408) 573-4150	t-yuden.com
TDK	电容器，电感器	(562) 596-1212	component.tdk.com
Thermalloy	散热器	(972) 243-4321	aavidthermalloy.com
Tokin	电容器	(408) 432-8020	tokin.com
Toko	电感器	(847) 699-3430	tokoam.com
United Chemicon	电容器	(847) 696-2000	chemi-con.com
Vishay/Dale	电阻器	(605) 665-9301	vishay.com
Vishay/Siliconix	MOSFET	(800) 554-5565	vishay.com
Vishay/Sprague	电容器	(207) 324-4140	vishay.com
Zetex	小信号分立元件	(631) 543-7100	zetex.com

## 应用信息

铝电解电容器和干式钽电容器均可采用表面安装封装。采用钽电容器时，关键是要对电容器进行浪涌测试以便在开关电源中使用。AVX TPS 系列表面安装钽电容器是一个极佳的选择。另外，目前已经有了具有极低的 ESR 和 ESL 以及高波纹电流额定值的陶瓷电容器。

### 输入电容器的选择

输入电压源阻抗决定了输入电容器的大小，其数值范围一般为  $10\mu\text{F}$  到  $100\mu\text{F}$ 。建议采用一个低 ESR 的电容器，尽管这一点并不像对输出电容器时那么重要。

正负变换器的 RMS 输入电容器波纹电流为：

$$I_{\text{RMS(CIN)}} = \sqrt{\frac{1}{12} \cdot \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{L1 \cdot f} \cdot D_{\text{MAX}}}$$

请注意当电池突然与变换器的输入端相连时，会在电容器中产生极大的浪涌电流，而且，在这些条件下，固体钽电容器有可能严重受损。**一定要指定经过浪涌测试的电容器！**

### 突发方式操作和有关的考虑

MOSFET 的  $R_{\text{DS(ON)}}$  和电感值的选择还决定了 LTC3704 进入突发方式操作状态的负载电流。进行突发方式操作时，控制器将峰值电感器电流箝位至大约：

$$I_{\text{BURST(PEAK)}} = \frac{30\text{mV}}{R_{\text{DS(ON)}}$$

它代表最大 150mV SENSE 引脚电压的 20%。对应的平均电流取决于波纹电流的大小。更高的电感值 (更高的  $\Delta I_L$ ) 将减小突发方式操作开始的负载电流，因为被箝位的是峰值电流。

如果  $\Delta I_L$  大大低于  $I_{\text{BURST}}$ ，则在突发方式操作期间输出电压波纹能增加。当输入电压很低或选择了一个很大的电感器时就会出现这种现象。在占空比

较大的条件下，一个跳过的周期使得电感电流迅速衰减至零。然而，因为  $\Delta I_L$  较小，电流需要多个周期才能回升至  $I_{\text{BURST(PEAK)}}$ 。在此电感器充电期间，输出电容器必须提供负载电流且输出电压能显著下降。一般来说，选择一个处于  $I_{\text{IN(MAX)}}$  20% 至 40% 之间的电感器  $\Delta I_L$  值是个良策。另一种方法是增大输出电容器的值或利用 MODE/SYNC 引脚使突发方式操作失效。

可通过把 MODE/SYNC 引脚与一个突发高逻辑电平电压相连 (既可以采用一个控制输入，也可以通过把该引脚连接到  $\text{INTV}_{\text{CC}}$ ) 的方法来使突发方式操作失效。在该方式中，突发箝位被取消，芯片能够以恒定频率工作于满负载条件下的连续导通方式 (Continuous Conduction Mode, CCM) 到轻负载条件下的极度不连续导通方式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM)。在负载非常小 (即小于满负载的 5% 至 10%) 的情况下进行跳跃脉冲之前，控制器将以最少的开关导通时间在 DCM 方式下工作。脉冲跳变防止了极轻负载条件下的输出失控，并减小了输出电压波纹。

### 检查瞬态响应

通过观察负载瞬态响应特性可以验证稳压器环路响应。开关稳压器一般需要几个周期来对阻性负载电流中的瞬时阶跃做出响应。当发生负载阶跃时， $V_O$  立即产生 ( $\Delta I_{\text{LOAD}}$ ) (ESR) 的偏移量，然后， $C_O$

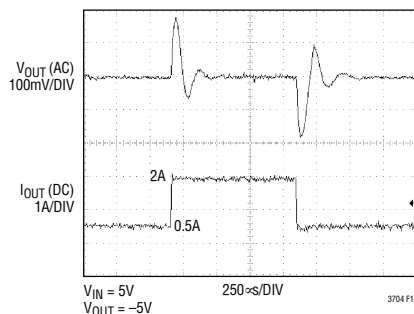


图 14：图 1 所示电路的负载阶跃响应

## 应用信息

开始充电或放电 (取决于负载阶跃的方向), 如图 14 所示。稳压器反馈环路作用于结果误差放大器输出信号上, 使  $V_O$  返回至其稳态值。在此恢复期间, 可以对  $V_O$  进行过冲和振铃监视, 这能显示稳定性的问题。

再有, 当把负载连接到大电源旁路电容器 (大于  $1\mu\text{F}$ ) 时, 会产生更加严重的瞬变现象。放电的旁路电容器与  $C_O$  有效地并联, 引起在  $V_O$  的一个差不多同时的下降。如果负载开关电阻较小, 并被快速驱动, 则任何稳压器都无法提供足够的电流来防止该问题的发生。唯一的解决方案是限制开关驱动的上升时间, 从而限制负载的涌入电流  $di/dt$ 。

## 设计实例: 5V 至 15V 输入, -5V/2A 输出正至负变换器

这里给出的设计实例是针对图 1 所示电路的。输入电压范围为 5V 至 15V, 输出为 -5V。输入电压为 5V 时 (峰值电流为 3A), 最大负载电流为 2A; 输入电压为 15V 时 (峰值电流为 5A), 最大负载电流为 3A。

1. 主开关的最大占空比为:

$$D_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(MIN)}}} = \frac{-5}{-10} = 50\%$$

2. 选择跳跃脉冲操作, 故 MODE/SYNC 引脚被连接到 INTV<sub>CC</sub> 引脚。

3. 选择 300kHz 的工作频率, 以缩减电感器的尺寸。由图 5 可知, 从 FREQ 引脚连接到地的电阻为 80.6k。

4. 选择的总电感器纹波电流为最大值的 40%, 于是电感器纹波电流为:

$$\Delta I_{L1} = -X \cdot I_{O(\text{MAX})} \cdot \frac{D_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

$$\Delta I_{L1} = 0.4 \cdot 2.0 \cdot \frac{0.5}{1 - 0.5} = 0.8\text{A}$$

这样, 对于标准的 1:1 耦合电感器, 电感值为:

$$L1 = L2 = \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{2 \cdot \Delta I_{L1} \cdot f} \cdot D_{\text{MAX}}$$

$$= \frac{5}{2 \cdot 0.8 \cdot 300\text{k}} \cdot 0.5 = 5.2\mu\text{H}$$

该电感器的最小饱和电流为:

$$I_{\text{LSAT(MIN)}} \geq -\left(1 + \frac{X}{2}\right) \cdot I_{O(\text{MAX})} \cdot \frac{1}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

$$= 1.2 \cdot 2.0 \cdot \frac{1}{1 - 0.5} = 4.8\text{A}$$

选择的电感器是 BH Electronics 公司型号 510-1009, 该产品具有 4.56 $\mu\text{H}$  的开路并联电感和 6.5A 的最大 DC 额定电流。

5. 对于功率 MOSFET,

$$R_{\text{DS(ON)}} \leq V_{\text{SENSE(MAX)}} \cdot \frac{D_{\text{MAX}} - 1}{\left(1 + \frac{X}{2}\right) \cdot I_{O(\text{MAX})} \cdot \rho_T}$$

在最大占空比为 50% 的条件下, 由于斜率补偿的缘故, 最大 SENSE 引脚电压被降至 130mV, 如图 11 所示。假设功率 MOSFET 的结温为 125°C,  $\rho_T = 1.5$ , 则:

$$R_{\text{DS(ON)}} \leq 0.130 \cdot \frac{0.5 - 1}{-1.2 \cdot 2.0 \cdot 1.5} = 18.1\text{m}\Omega$$

选择的 MOSFET 为 Siliconix/Vishay 公司的 Si4884, 它在 25°C 的  $V_{\text{GS}} = 4.5\text{V}$  条件下具有 16.5m $\Omega$  的最大  $R_{\text{DS(ON)}}$ 。最小  $BV_{\text{DSS}} = 30\text{V}$ , 而最大栅极电荷量  $Q_G = 20\text{nC}$ 。

6. 输出二极管必须能够承受  $V_{\text{IN(MAX)}} - V_O = 20\text{V}$  的反向电压和  $I_{O(\text{MAX})} = 5.0\text{A}$  ( $V_{\text{IN}} = 15\text{V}$  时的峰值输出电流) 的连续电流。二极管中的峰值电流为:

$$I_{\text{D(PEAK)}} = \left(1 + \frac{X}{2}\right) \cdot I_{O(\text{MAX})} = 6\text{A}$$

满负载条件下, 该二极管产生的功耗为:

应用信息

$$P_D = I_{O(MAX)} \cdot V_F$$

假设最大结温为125°C、正向电压约为0.33V和电流为3A ( $V_{IN} = 15V$  时的最大输出电流)，该二极管将在满负载条件下产生1W功耗。选择的二极管是ON Semiconductor公司的MBRD835L，而封装为D-Pak。

7. DC 耦合电容器必须能够处理如下大小的 RMS 电流：

$$I_{D(PEAK)} = -I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}} = 3A$$

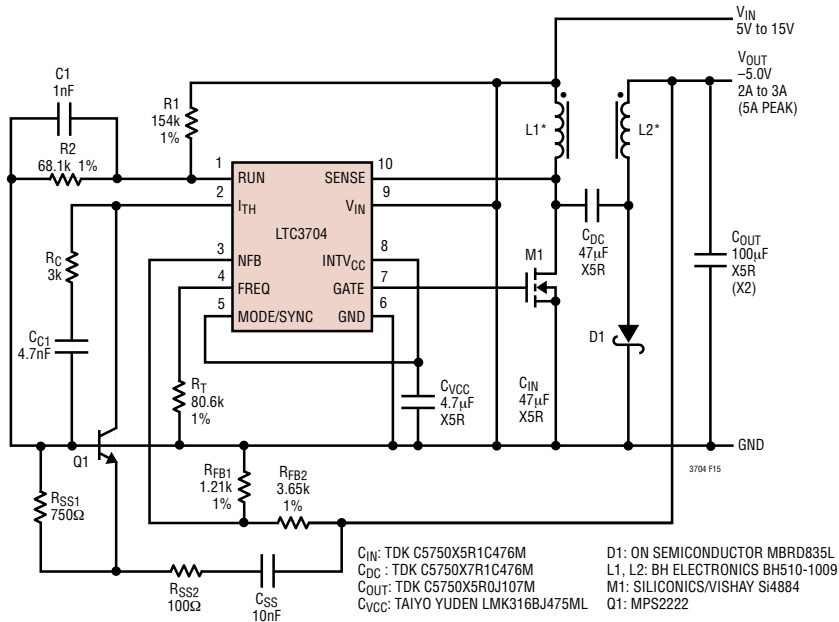


图 15：5V 至 15V 输入，-5V 输出和 2A-3A (峰值电流为 5A) 电流采用软启动和欠压闭锁的正至负变转换器

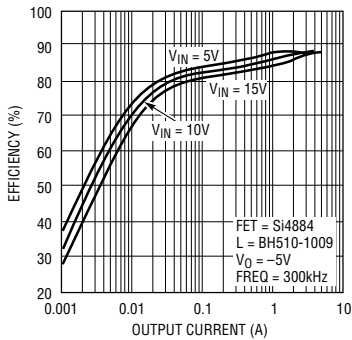


图 16：效率与输出电流的关系曲线

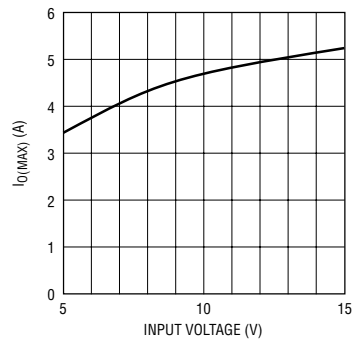


图 17：最大输出电流与输入电压的关系曲线

## 应用信息

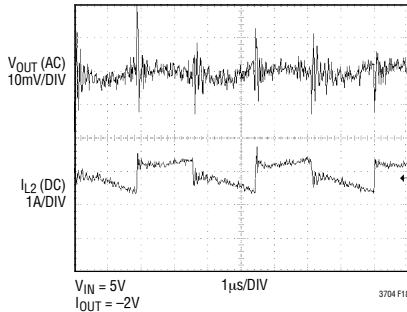


图 18：图 15 所示电路的输出电压纹波和电感电流

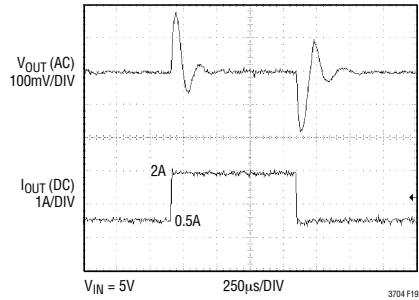


图 19：图 15 所示电路在  $V_{IN} = 5V$  条件下的负载阶跃响应

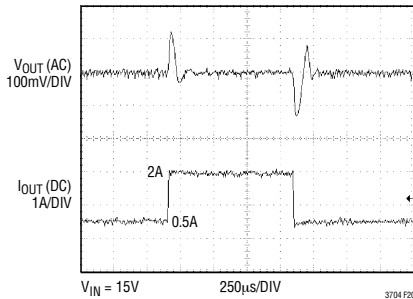


图 20：图 15 所示电路在  $V_{IN} = 15V$  条件下的负载阶跃响应

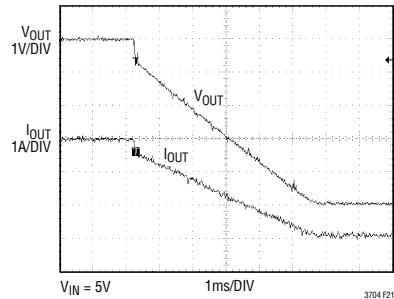


图 21：图 15 所示电路的软启动

采用的电容器是 TDK 公司的  $47\mu F$ 、 $16V$  X5R 型介电陶瓷电容器 (C5750X5R1C476M)，主要原因是它具有的低 ESR ( $2.4m\Omega$ ) 和高 RMS 电流性能。

8. 峰至峰输出波纹电压为：

$$\Delta V_{O(P-P)} = \frac{1 - D_{MAX}}{f} \cdot \frac{V_O}{L_2} \left[ -ESR - \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_O} \right]$$

作为首次尝试，选择了 TDK 公司的  $100\mu F$ 、 $6.3V$  X5R 型介电陶瓷电容器 (C5750X5R0J107M)。该电容器具有很低  $1.6m\Omega$  的 ESR。因此，峰至峰输出波纹电压为：

$$\Delta V_{O(P-P)} = \frac{1 - 0.5}{300k} \cdot \frac{5.0}{3.5\mu} \left[ -0.0016 - \frac{1}{8 \cdot 300k \cdot 100\mu} \right] = 13.7mV$$

该波纹电压计算同样假定电感器之间没有耦合，使得  $13.7mV$  成为了一个非常保守的数字。

图 15 描绘了与图 1 相同的基本应用，增加了软启动和输入电源的欠压闭锁功能。图 16 至 21 示出了该变换器的测量性能。峰值效率在负载电流为  $2A$  时达到  $87\%$ ，峰至峰输出波纹小于  $10mV$ 。图 19 和图 20 示出了在  $5V$  输入和  $15V$  输入时的负载阶跃响应，图 21 示出了采用一个阻性负载时的启动特性。

## 应用信息

### 电路板布局检查清单

1. 为了最大限度地降低开关噪声并改善输出负载调节，LTC3704 的 GND 引脚应直接连接到：1)  $INTV_{CC}$  去耦电容器的负端；2) 输出去耦电容器的

负端；3) 功率 MOSFET 的源极或检测电阻的底端；4) 输入电容器的负端；和 5) 至少一个至紧靠著引脚 6 接地平面的通路。PC 板顶层上的接地线迹应尽可能地宽而短，从而使串联电阻和电感最小化。

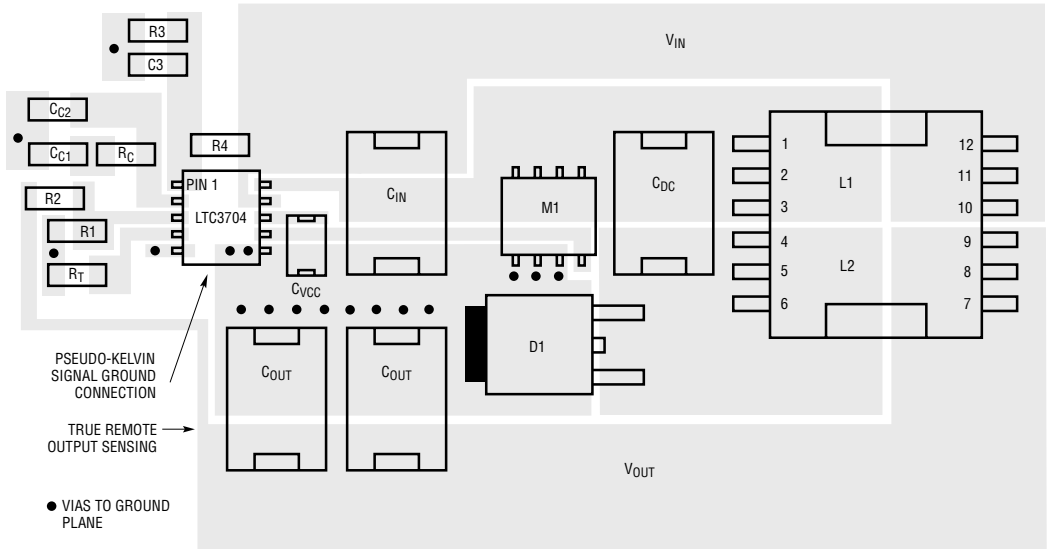


图 22：LTC3704 正至负变换器的建议电路板布局

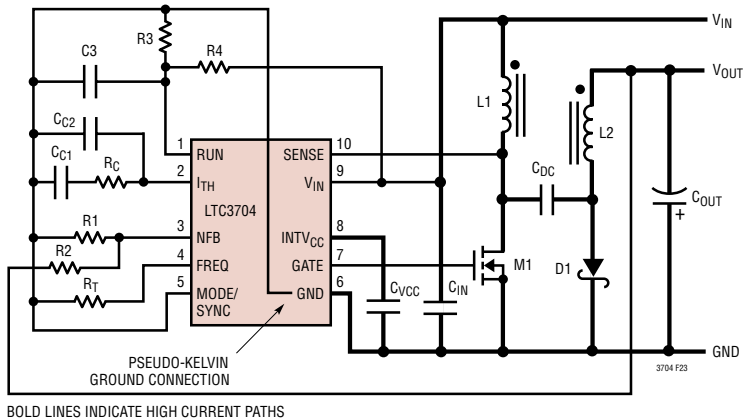


图 23：LTC3704 正至负变换器的电路板布局图

## 应用信息

2. 请注意多层电路板中的接地环路。尝试在电路板上保留一个中心接地节点，并采用输入电容器来避免高输出电流电源产生过大的输入波纹。如果准备把接地平面用于大 DC 电流，则需采用一条远离小信号元件的通路。
3. 把  $C_{VCC}$  电容器放置在 IC 封装上的  $INTV_{CC}$  和 GND 引脚的最近旁。该电容器承受了巨大的  $di/dt$  MOSFET 栅极驱动电流。这里，采用一个低 ESR 的 X5R 型 4.7 $\mu$ F 介质陶瓷电容器可得到很好的作用。
4. 始自功率 MOSFET 的漏极并经耦合电容器和二极管后回到地这一高  $di/dt$  环路应尽量紧密，以减少感性振铃。过大的电感能导致功率 MOSFET 上应力的增大以及漏极节点上 HF 噪声的增加。同样重要的是使二极管的负极尽可能地靠近 MOSFET 的源极或检测电阻的底部。
5. 通过直接在器件终端上测量功率 MOSFET 的漏源极电压来检查功率 MOSFET 上的应力 (把一个单示波器探头的地直接定位在 PC 板上的源垫上)。请注意感性振铃，它有可能超过 MOSFET 规定的最大额定电压。如果该振铃无法避免并超过了器件的最大额定值，则应选择一个更高电压的器件或指定一个适用于额定的雪崩功率 MOSFET。不是所有的 MOSFET 生产出来是完全相同 (有些一致性会比其他的好)。
6. 把小信号元件放置在远离高频开关节点的地方。在图 22 所示的布局中，全部的小信号元件都被安放在 IC 的一侧，而所有的功率元件则安放在另一侧。这也允许对信号地采用虚拟开尔文 (pseudo-Kelvin) 连接法，此时，较大的  $di/dt$  栅极驱动器电流沿一个方向流出 IC 的接地引脚 (至  $INTV_{CC}$  去耦电容器的底板)，而小信号电流沿另一个方向流动。
7. 如果在功率 MOSFET 的源极中采用一个检测电阻，则最大限度地减小 SENSE 引脚线迹与任何高频开关节点间的电容。LTC3704 包含一个约 180ns 的内部前沿消隐时间，对于大多数应用而言应该是足够了。
8. 为了实现优化的负载调节和真正的遥感，输出电阻分压器的顶部应单独与输出电容器的顶部相连接 (开尔文连接)，并远离任何高  $dV/dt$  线迹。将电阻分压器放置在 LTC3704 的附近，以保持较短的高阻抗 FB 节点。
9. 对于有多个开关功率变换器连接至相同输入电源的应用来说，要确定 LTC3704 的输入滤波电容器未与其他变换器共用。来自另一个变换器的 AC 输入电流会引发重要的输入电压波纹，这会影响 LTC3704 的操作。在 LTC3704 的  $C_{IN}$  与实际电源  $V_{IN}$  之间设置几英寸的 PC 线迹或导线 ( $L \approx 100nH$ ) 应足以防止出现电流共用问题。

应用信息

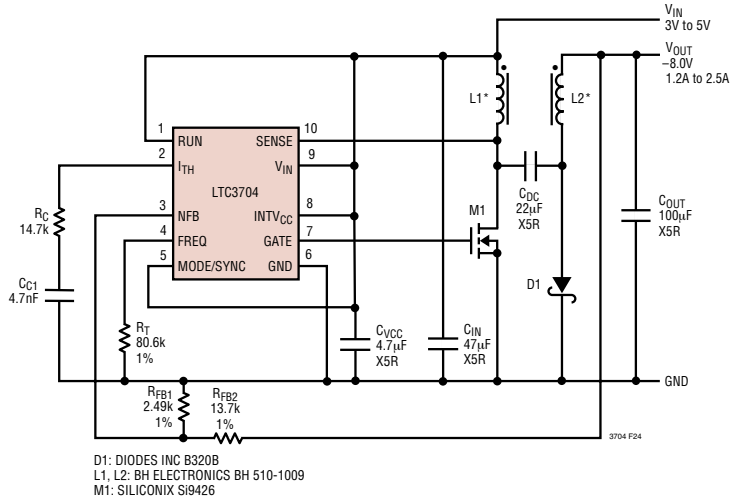


图 24 : 3V 至 5V 输入、-8V/1.2A 输出变换器

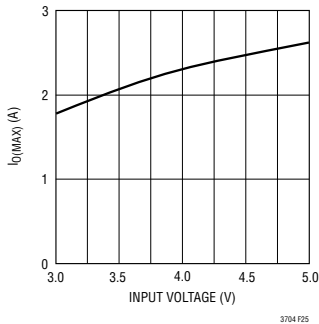


图 25 : 最大输出电流与输入电压的关系

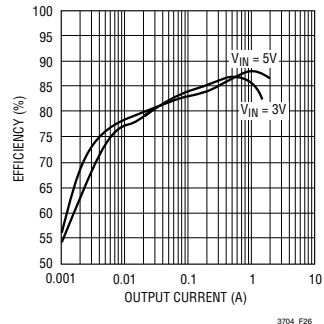


图 26 : 3V 和 5V 输入时的输出效率

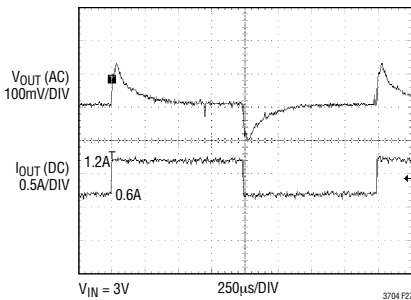


图 27 : 3V 输入时的负载阶跃响应

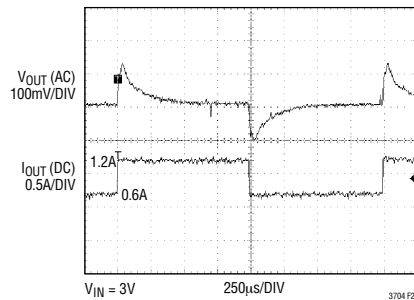


图 28 : 5V 输入时的负载阶跃响应

## 应用信息

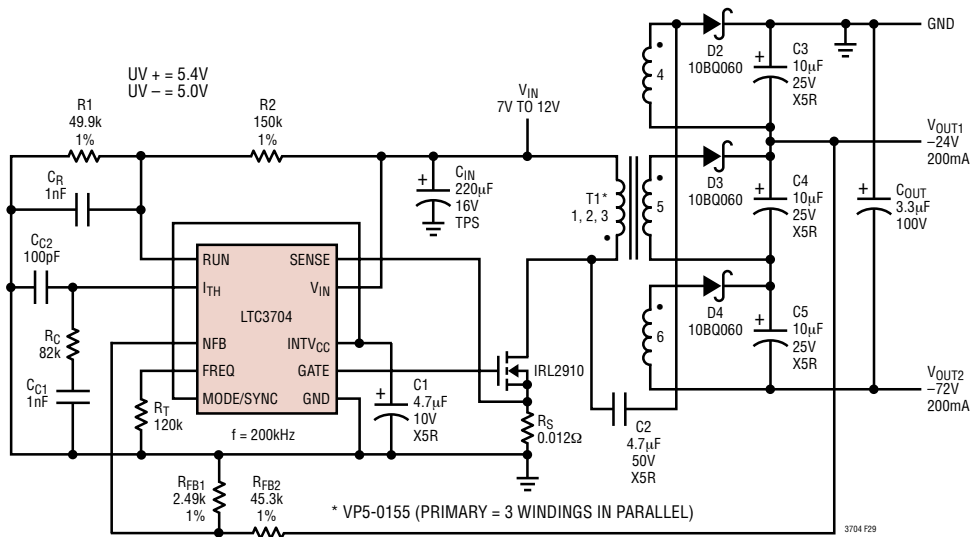
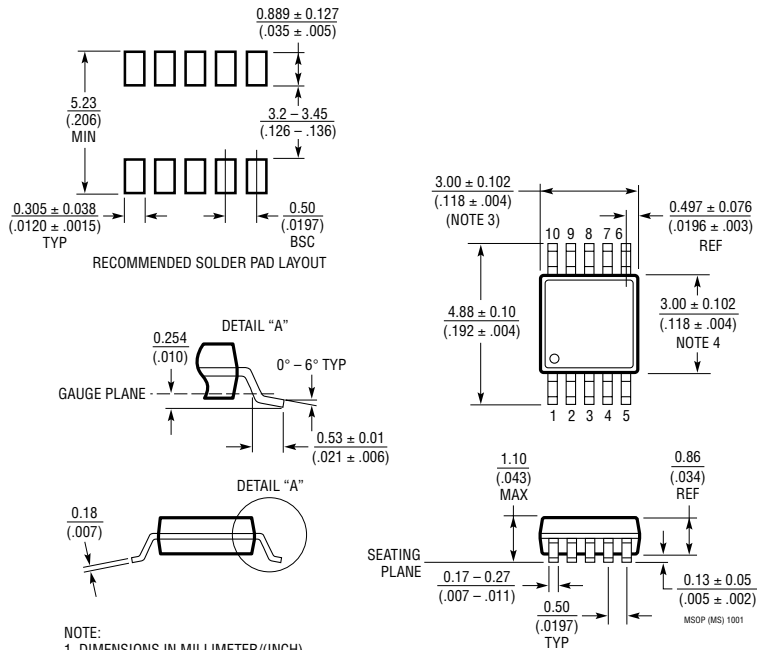


图 29：大功率 SLIC 电源

## 应用信息

MS 封装  
10 引脚塑料 MSOP  
(参考 LTC DWG # 05-08-1661)

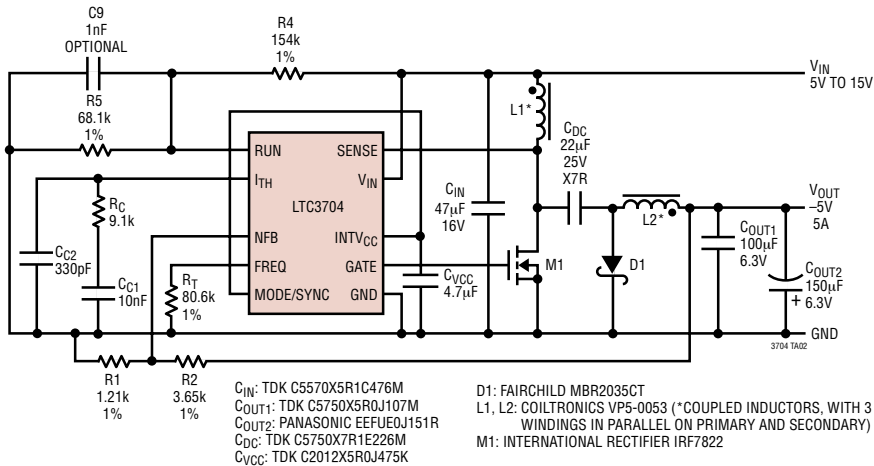


## NOTE:

1. DIMENSIONS IN MILLIMETER/(INCH)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS.  
MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.  
INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
5. LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.102mm (.004") MAX

## 典型应用

### 高效正至负变换器



## 相关器件

型号	描述	备注
LT <sup>®</sup> 1175	负线性低压降稳压器	用户可选电流限值从 200mA 至 800mA，在 500mA 时的 0.4V 压降，45µA 工作电流
LT1619	电流型 PWM 控制器	300kHz 固定频率，升压、SEPIC、回扫拓扑结构
LTC1624	电流型 DC/DC 控制器	SO-8 封装；200kHz 工作频率；降压、升压、SEPIC 设计；VIN 高达 36V
LTC1700	无需检测电阻的同步升压型控制器	效率高达 95%，可在低至 0.9V 的输入条件下工作
LTC1871	无需检测电阻的升压、回扫和 SEPIC 控制器	2.5V ≤ VIN ≤ 30V，电流型控制，可设置 fOSC 从 50kHz 至 1MHz
LTC1872	SOT-23 升压型控制器	可提供高达 5A 的电流，550kHz 固定频率，电流模式
LT1930	1.2MHz、SOT-23 封装升压型控制器	输出高达 34V，2.6V ≤ VIN ≤ 16V，小型化设计
LT1931	反相 1.2MHz、SOT-23 封装变换器	正至负 DC/DC 变换，小型化设计
LT1964	ThinSOT™ 封装的线性低压降稳压器	200mA 输出电流，低噪声，在 200mA 时的 340mV 压降，5 引脚 ThinSOT 封装
LTC3401/LTC3402	1A/2A 3MHz 同步升压变换器	效率高达 97%，非常小型的解决方案，0.5V ≤ VIN ≤ 5V

ThinSOT 是凌特公司的商标。