

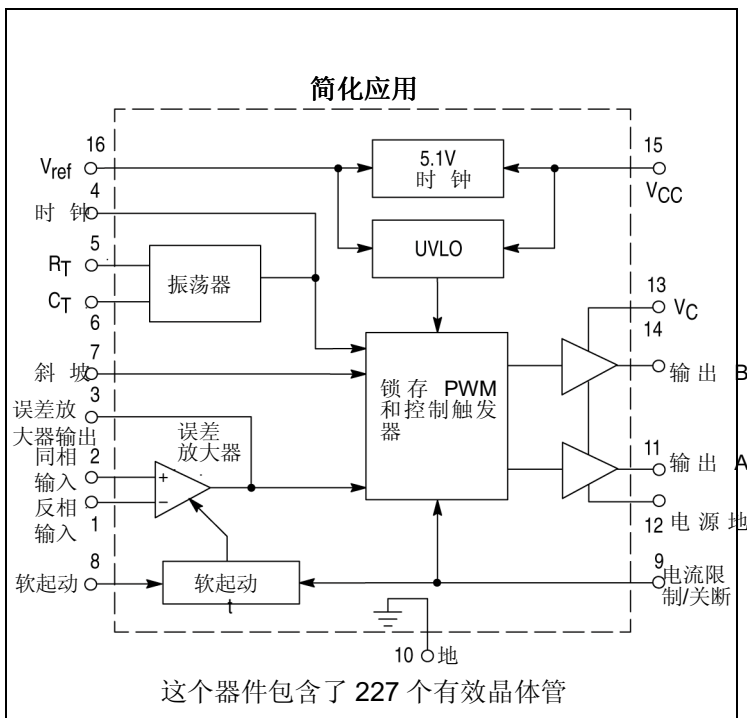
高速双端 PWM 控制器

MC34025 系列是高速、固定频率、双端脉宽调制控制器，经过优化供高频运用。它们专门设计用于离线以及直流到直流变换器应用场合，为设计人员提供一种高性能价格比的解决方案，且所需外部元件数目最小。这些集成电路具有一个振荡器、一个经温度补偿的参考、一个宽带误差放大器，一个高速电流感应比较器、控制触发器和非常适合于驱动功率 MOSFET 的双大电流图腾柱输出。

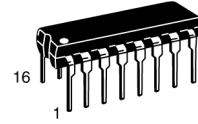
此外还具有保护性特性，包括带滞后的输入和参考欠压锁定、逐周期限流，以及一个用于单脉冲计量的锁存器。

此系列的灵活性使它能方便地用于电流模式或电压模式控制。

- 到输出 50 纳秒的传输延时
- 双大电流图腾柱输出
- 宽带误差放大器
- 全锁存逻辑，带双脉冲抑制
- 锁存脉宽调制，用于逐周期限流
- 带锁存过流复位的软起动控制
- 输入欠压锁定，带滞后
- 低起动电流（500 微安，典型值）
- 内部可调整的参考源，带欠压锁定
- 90% 的最大占空比（外部可调）
- 精确调整的振荡器
- 电压或电流模式工作至 1.0 兆赫
- 与 UC3825 功能相似



MC34025
MC33025

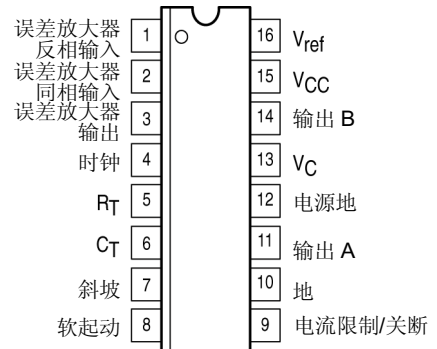


P 后缀
塑料封装
外壳 648



DW 后缀
塑料封装
外壳 751G
(SO-16L)

管脚连接图



(俯视图)

订购信息

器件	工作温度范围	封装
MC33025DW	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+105^\circ\text{C}$	SO-16L
MC33025P		塑料 DIP
MC34025DW	$T_A = 0^\circ\text{C}$ 至 $+70^\circ\text{C}$	SO-16L
MC34025P		塑料 DIP

MC34025 MC33025

最大额定值

额定值	符号	值	单位
电源电压	V_{CC}	30	V
输出驱动器电源电压	V_C	20	V
输出电流拉或灌 (注 1)	I_O	0.5 2.0	A
直流 脉冲 (0.5 μ s)			
电源检测、软启动、斜坡和误差放大器输入	V_{in}	-0.3 至 +7.0	V
误差放大器输出和软启动灌电流	I_O	10	mA
时钟和 R_T 输出电流	I_{CO}	5.0	mA
功耗和热特性			
SO-16L 封装 (外壳 751G)			
最大功耗@ $T_A=+25^\circ\text{C}$	P_D	862	mW
结至空气热阻	$R_{\theta JA}$	145	$^\circ\text{C}/\text{W}$
DIP 封装 (外壳 648)			
最大功耗@ $T_A=+25^\circ\text{C}$	P_D	1.25	W
结至空气热阻	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
工作结温	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
工作环境温度 (注 2)			$^\circ\text{C}$
MC34025	T_A	0 至 +70	
MC33025		-40 至 +105	
保存温度范围	T_{stg}	-55 至 +150	$^\circ\text{C}$

电气特性 ($V_{CC}=15\text{V}$, $R_T=3.65\text{k}\Omega$, $C_T=1.0\text{nF}$, 对于典型值 $T_A=+25^\circ\text{C}$, 对于最小/最大值 T_A 为工作环境温度范围[注 2], 除非另有规定。)

特性	符号	最小值	典型值	最大值	单位
参考部分					
参考输出电压 ($I_O=1.0\text{mA}$, $T_J=+25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	5.05	5.1	5.15	V
电源调整率 ($V_{CC}=10\text{V}$ 至 30V)	Reg_{line}	-	2.0	15	mV
负载调整率 ($I_O=1.0\text{mA}$ 至 10mA)	Reg_{load}	-	2.0	15	mV
温度稳定性	T_S	-	0.2	-	mV/ $^\circ\text{C}$
电源、负载和温度引起的总输出变化	V_{ref}	4.95	-	5.25	V
输出噪声电压 ($f=10\text{Hz}$ 至 10kHz , $T_J=+25^\circ\text{C}$)	V_n	-	50	-	μV
长期稳定性 ($T_A=+125^\circ\text{C}$, 1000 小时)	s	-	5.0	-	mV
输出短路电流	I_{SC}	-30	-65	-100	mA

振荡器部分					
频率					kHz
$T_J=+25^\circ\text{C}$	f_{osc}	380	400	420	
电源 ($V_{CC}=10\text{V}$ 至 30V) 和温度 ($T_A=T_{low}$ 至 T_{high})		370	400	430	
随电压变化的频率变化 ($V_{CC}=10\text{V}$ 至 30V)	$\Delta f_{osc}/\Delta V$	-	0.2	1.0	%
随温度变化的频率变化 ($T_A=T_{low}$ 至 T_{high})	$\Delta f_{osc}/\Delta T$	-	2.0	-	%
锯齿波峰值电压	V_P	2.6	2.8	3.0	V
锯齿波谷值电压	V_V	0.7	1.0	1.25	V
时钟输出电压					V
高电平状态	V_{OH}	3.9	4.5	-	
低电平状态	V_{OL}	-	2.3	2.9	

注: 1. 必须注意最大封装功耗限制。

2. 在测试期间, 使用低占空比技术以使结温尽可能接近环境温度。

$T_{low}=0^\circ\text{C}$ 对于 MC34025 $T_{high}=+70^\circ\text{C}$ 对于 MC34025

$T_{low}=-40^\circ\text{C}$ 对于 MC33025 $T_{high}=+105^\circ\text{C}$ 对于 MC33025

MC34025 MC33025

电气特性 ($V_{CC}=15V$, $R_T=3.65k\Omega$, $C_T=1.0nF$, 对于典型值 $T_A=+25^\circ C$, 对于最小/最大值 T_A 为工作环境温度范围[注 2], 除非另有规定。)

特性	符号	最小值	典型值	最大值	单位
误差放大器部分					
输入失调电压	V_{IO}	-	-	15	mV
输入偏置电流	I_{IB}	-	0.6	3.0	μA
输入失调电流	I_{IO}	-	0.1	1.0	μA
开环电压增益 ($V_O=1.0V$ 至 $4.0V$)	A_{VOL}	60	95	-	dB
增益带宽积 ($T_J=+25^\circ C$)	GBW	4.0	8.3	-	MHz
共模抑制比 ($V_{CM}=1.5V$ 至 $5.5V$)	CMRR	75	95	-	dB
电源抑制比 ($V_{CC}=10V$ 至 $30V$)	PSRR	85	110	-	dB
输出电流, 拉 ($V_O=4.0V$)	I_{Source}	0.5	3.0	-	mA
灌 ($V_O=1.0V$)	I_{Sink}	1.0	3.6	-	
输出电压摆幅, 高电平状态 ($I_O=-0.5mA$)	V_{OH}	4.5	4.75	5.0	V
低电平状态 ($I_O=1.0mA$)	V_{OL}	0	0.4	1.0	
转换速率	SR	6.0	12	-	V/ μs
PWM 比较器部分					
斜坡输入偏置电流	I_{IB}	-	-0.5	-5.0	μA
占空比, 最大值	$DC_{(max)}$	80	90	-	%
最小值	$DC_{(min)}$	-	-	0	
零占空比门限电压, 管脚 3 (4) (管脚 7 (9) =0V)	V_{th}	1.1	1.25	1.4	V
传输时延 (斜坡输入至输出, $T_J=+25^\circ C$)	$t_{PLH(in/out)}$	-	60	100	ns
软起动部分					
充电电流 ($V_{Soft-Start}=0.5V$)	I_{chg}	3.0	9.0	20	μA
放电电流 ($V_{Soft-Start}=1.5V$)	I_{dischg}	1.0	4.0	-	mA
电流检测部分					
输入偏置电流 (管脚 9 (12) =0V 至 $4.0V$)	I_{IB}	-	-	15	μA
电流限制比较器门限	V_{th}	0.9	1.0	1.10	V
关断比较器门限	V_{th}	1.25	1.40	1.55	
传输时延 (电流限制/关断至输出, $T_J=+25^\circ C$)	$t_{PLH(in/out)}$	-	50	80	ns
输出部分					
输出电压					V
低电平状态 ($I_{Sink}=20mA$)	V_{OL}	-	0.25	0.4	
($I_{Sink}=200mA$)		-	1.2	2.2	
高电平状态 ($I_{Source}=20mA$)	V_{OH}	13	13.5	-	
($I_{Source}=200mA$)		12	13	-	
UVLO 激活的输出电压 ($V_{CC}=6.0V$, $I_{sink}=0.5mA$)	$V_{OL(UVLO)}$	-	0.25	1.0	V
输出漏电流 ($V_C=20V$)	I_L	-	100	500	μA
输出电压上升时间 ($C_L=1.0nF, T_J=+25^\circ C$)	t_r	-	30	60	ns
输出电压下降时间 ($C_L=1.0nF, T_J=+25^\circ C$)	t_f	-	30	60	ns
欠压锁定部分					
起动门限 (V_{CC} 增加)	$V_{th(on)}$	8.8	9.2	9.6	V
UVLO 滞后电压 (接通后 V_{CC} 减小)	V_H	0.4	0.8	1.2	V
整个器件					
电源电流	I_{CC}				mA
动起 ($V_{CC}=8.0V$)		-	0.5	1.2	
工作		-	25	35	

注: 1. 必须注意最大封装功耗限制。

2. 在测试期间, 使用低占空比技术以使结温尽可能接近环境温度:

$T_{low}=0^\circ C$ 对于 MC34025 $T_{high}=+70^\circ C$ 对于 MC34025

$=-40^\circ C$ 对于 MC33025 $=+105^\circ C$ 对于 MC33025

图 1. 定时电阻与振荡器频率关系曲线

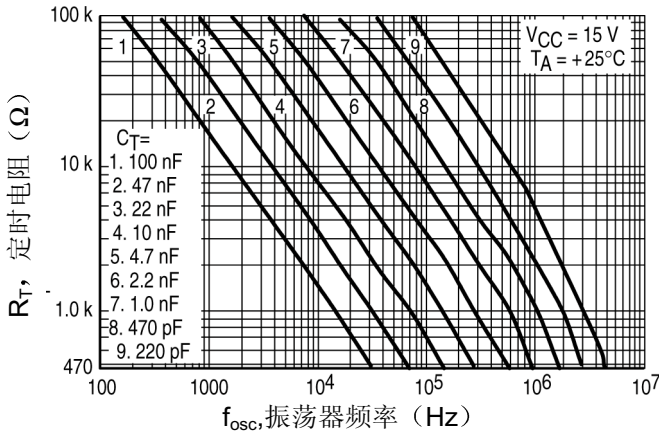


图 2. 振荡器频率与温度关系曲线

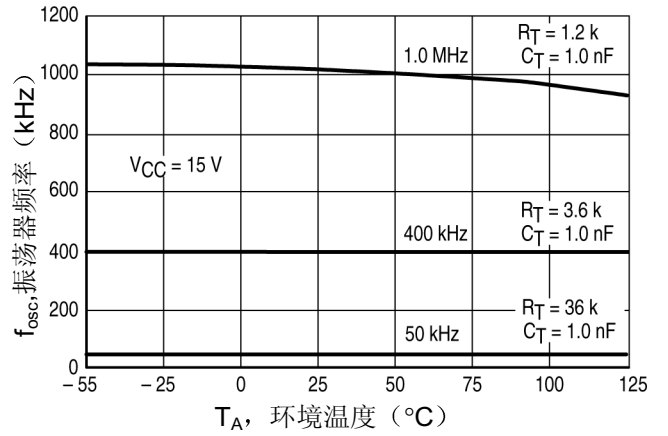


图 3. 误差放大器开环增益和相位与频率关系曲线

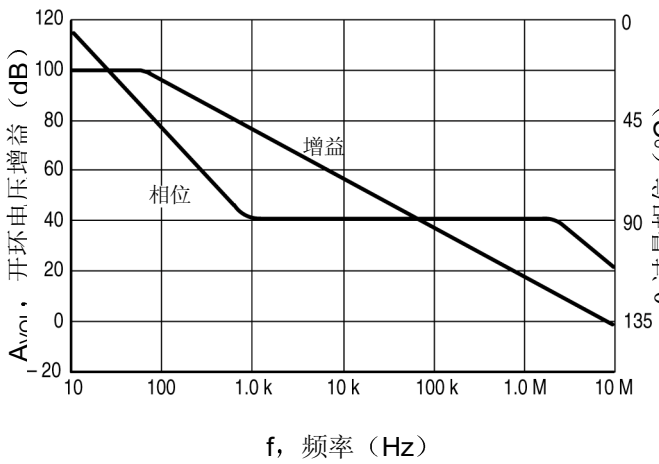


图 4. PWM 比较器零占空比门限电压与温度关系曲线

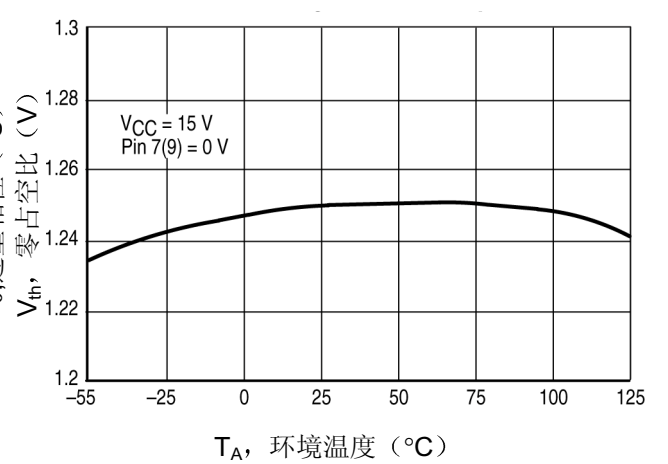


图 5. 误差放大器小信号瞬态响应

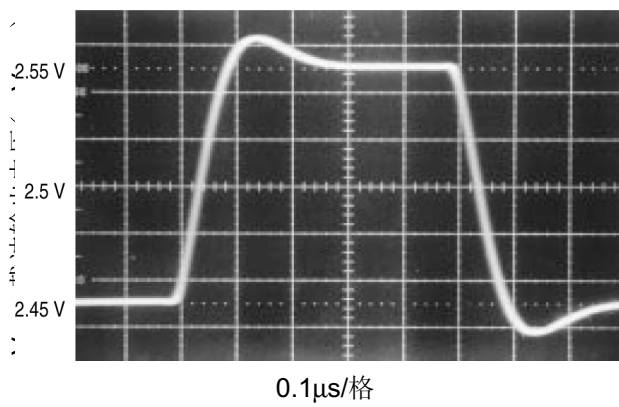


图 6. 误差放大器, 大信号瞬态响应

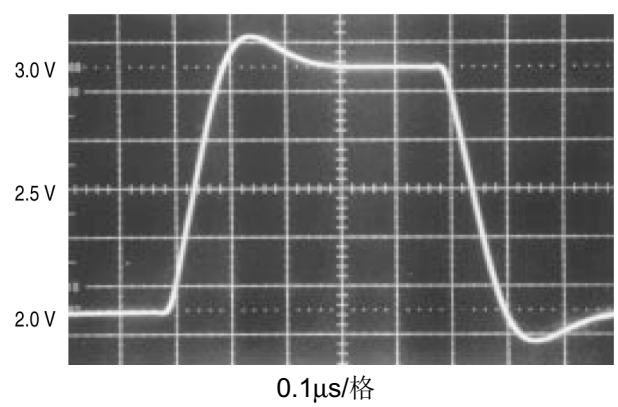


图 7. 参考电压变化与拉电流关系曲线

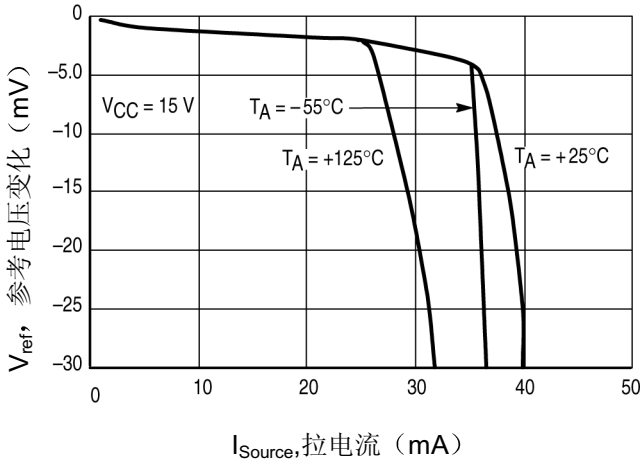


图 8. 参考短路电流与温度关系曲线

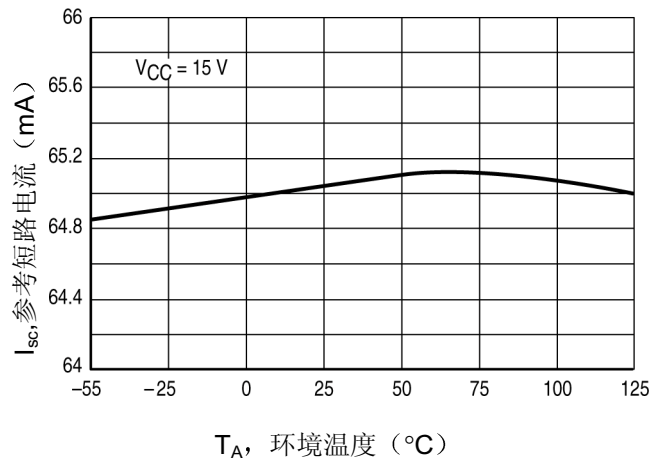
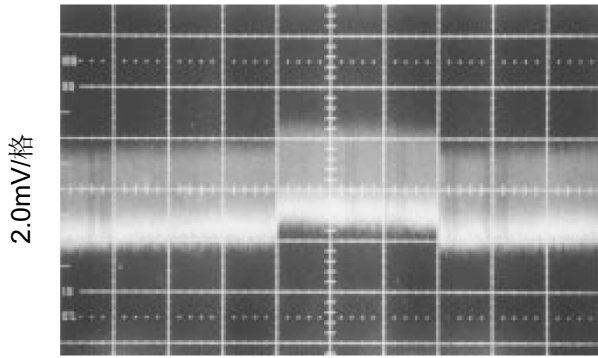
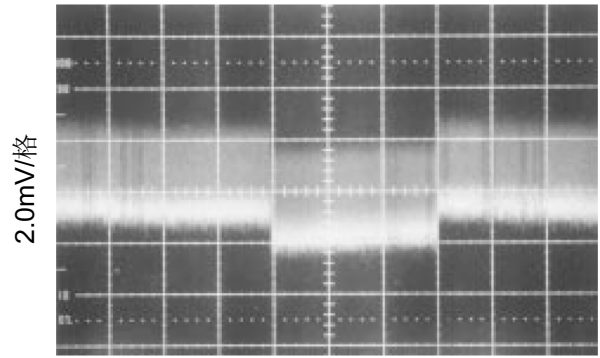


图 9. 参考电源调整率



V_{ref} 电源调整率 10V 至 24V
2.0ms/格

图 10. 参考负载调整率



V_{ref} 负载调整率 1.0mA 至 10Ma
2.0ms/格

图 11. 电流限制比较器输入门限变化与温度关系曲线

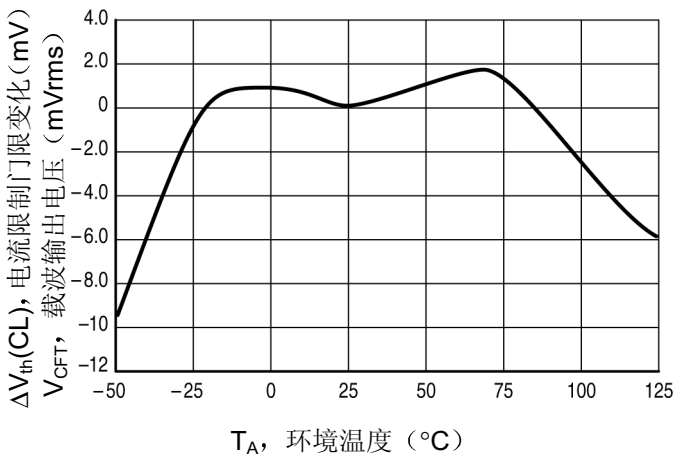


图 12. 关断比较器门限电压与温度关系曲线

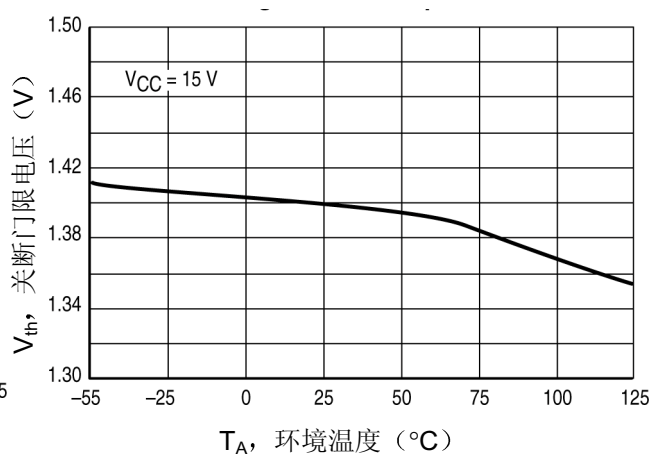


图 13. 软起动充电电流与温度关系曲线

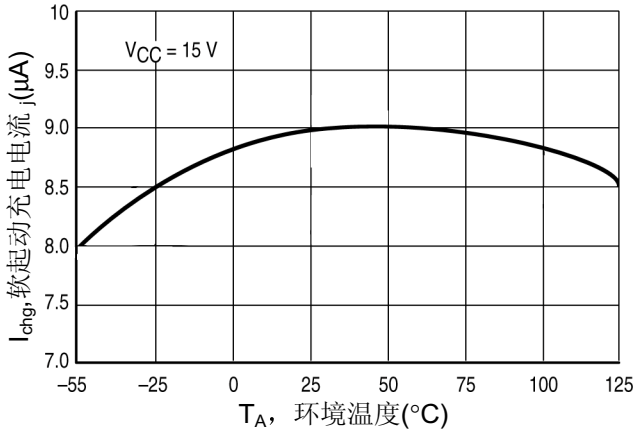


图 14. 输出饱和电压与负载电流关系曲线

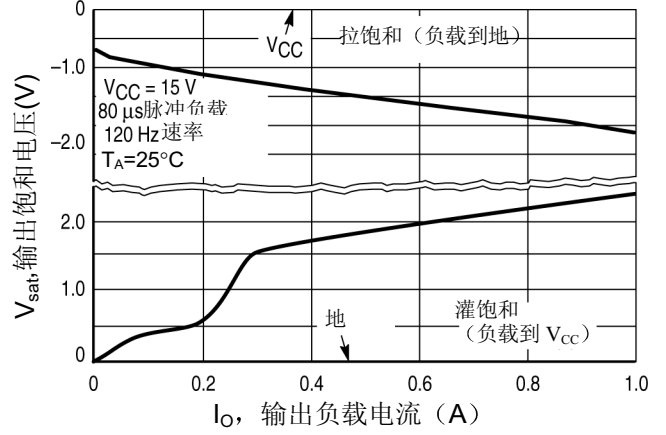
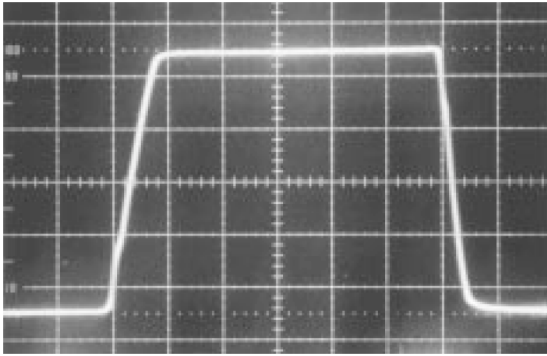
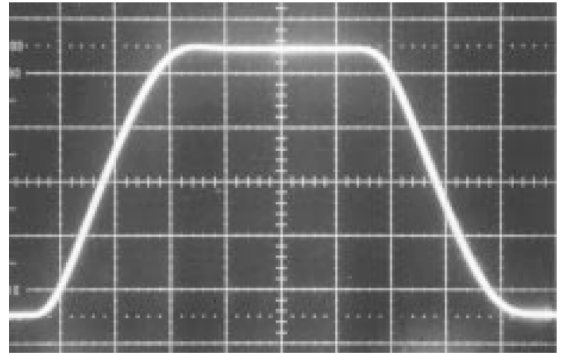


图 15. 驱动输出上升和下降时间



输出上升和下降时间 1.0nF 负载
50ns/格

图 16. 驱动输出上升和下降时间



输出上升和下降时间 10nF 负载
50ns/格

图 17. 电源电压与电源电流关系曲线

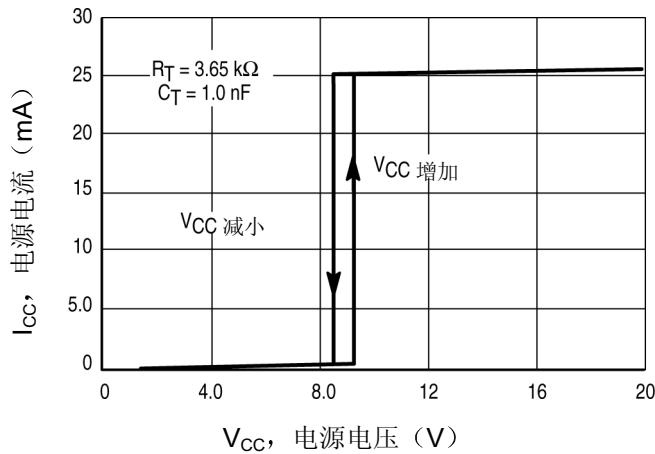


图 18. 典型方框图

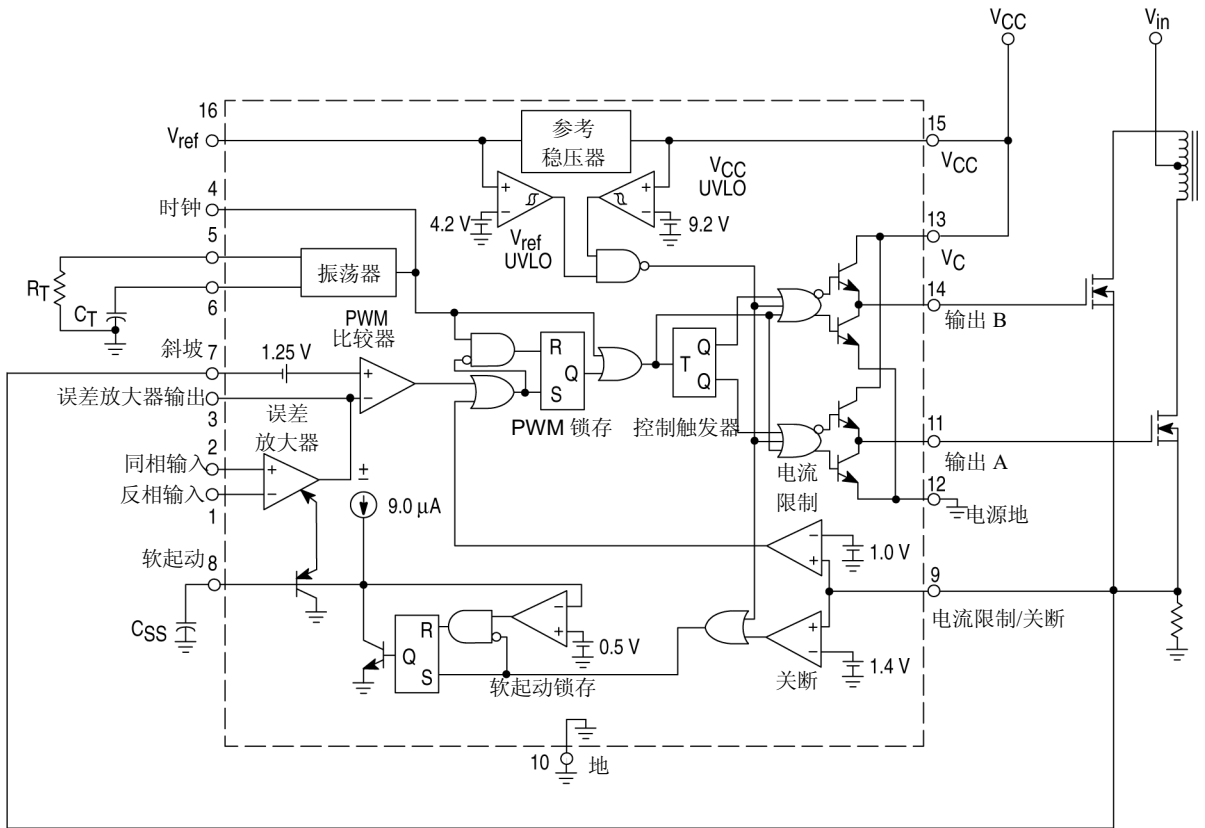
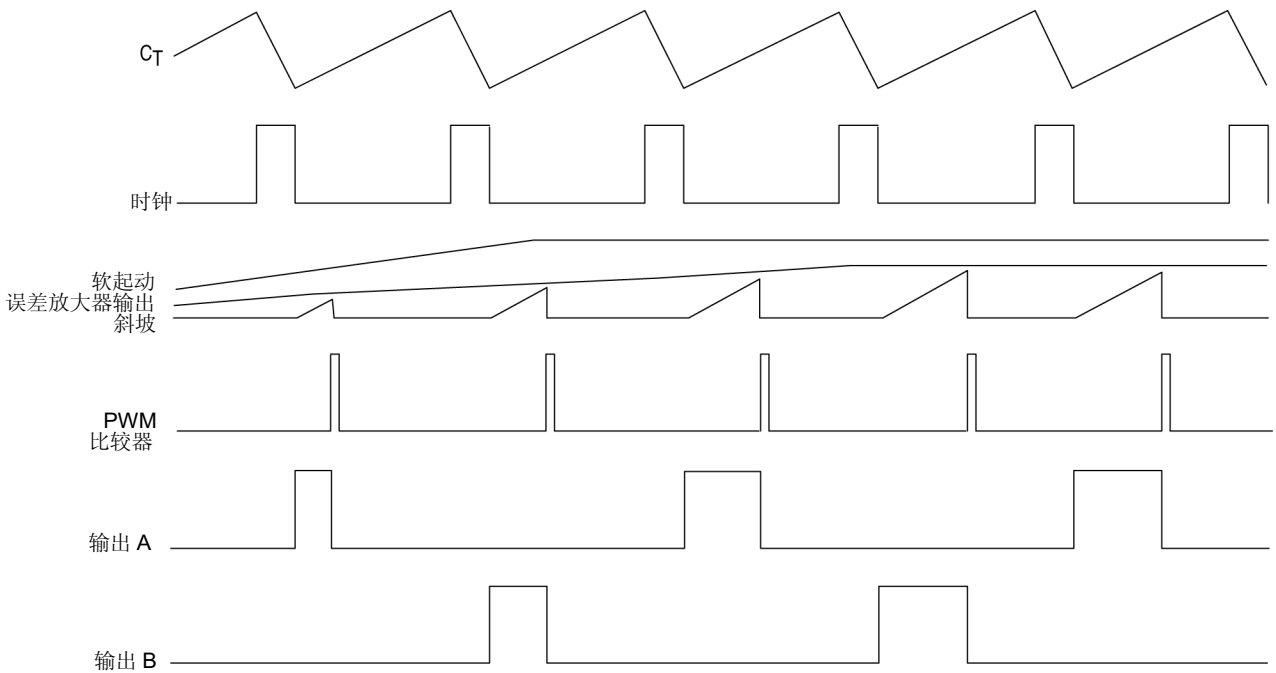


图 19. 电流限制工作波形



工作描述

MC33025 和 MC34025 系列是高速、固定频率、双端脉宽调制控制器，被优化用于高频工作。它们特别设计用于离线和 DC-DC 变换器应用，为设计者提供了使用最少外部元件的高性能价格比的解决方案。图 18 显示了一个典型方框图。

振荡器

振荡器的频率由所选的定时元件 R_T 和 C_T 的值设定。 R_T 管脚置于经温度补偿的 3.0V。选定 R_T 的值后，通过定时电容 C_T 的电流镜像电路可以设定充电电流。这个充电电流连续流过 C_T 。放电电流是充电电流的 10 倍，产生最大占空比 90%。 C_T 被充电到 2.8V 并放电到 1.0V。在 C_T 放电期间，振荡器产生一个内部消隐脉冲，使 PWM 锁存器复位并禁止输出，并切换边沿触发器。振荡器比较器的门限电压被调整以保证 25°C 时 5% 的振荡器精度。

可以通过从外部为 C_T 增加充电电流来获得附加静区时间，如图 23 所示。这会改变充放电电流比。这个比值内部设定，为 $I_{\text{charge}}/10I_{\text{charge}}$ 。新的充放电比为：

$$\% \text{ 静区时间} = \frac{I_{\text{additional}} + I_{\text{charge}}}{10(I_{\text{charge}})}$$

提供了一个双向时钟管脚用于同步或主/从工作。作为主设备，在 C_T 放电期间，时钟管脚提供了正输出脉冲。作为从设备，时钟管脚用作输入，使 PWM 锁存器复位并消隐驱动输出，但它不使 C_T 放电。因此，单独驱动时钟管脚不能使振荡器同步。图 29 和图 30 提供了推荐的同步电路。

误差放大器

提供了全补偿的误差放大器。它具有典型的 95dB 直流电压增益、8.3MHz 的增益带宽积和 75 度的相位余量（图 3）。典型的应用电路将把同相输入连接到参考端。反相输入则通常被连接到由开关电源输出产生的反馈电压。两个输入共模电压 (V_{CM}) 输入范围都是 1.5V 到 5.5V。误差放大器输出用于外部环路补偿。

软起动锁存

器件协同一个外部电容完成了软起动。软起动电容由内部 9.0μA 电流源充电。这个电容将误差放大器的输出箝位到低于其正常输出电压的电位上，从而限制了占空比。电容达到完全充电所需要的时间为：

$$t \approx (4.5 \cdot 10^5) C_{\text{Soft-Start}}$$

使用了一个软起动锁存器以防止这个电路的误操作。有两种情况会使软起动电路锁存，继而使软起动电容放电。第一种情况是 V_{CC} 或 V_{ref} 的欠压锁定被激活。第二种情况是电流检测输入超过 1.4V。由于该锁存器是“置位优先”的，所以直到这些信号中的任一个被去除且 $C_{\text{SOFT-START}}$ 上的电压低于 0.5V 时，它才可以被复位。

PWM 比较器和锁存器

PWM 电路通常把误差电压与斜坡信号作比较。比较的结果决定了输出状态。在电压模式工作时，斜坡信号是定时电容上的电压斜坡。在电流模式工作时，斜坡信号是由电流检测元件产生的电压斜坡。PWM 比较器的斜坡输入是有引出管脚的，因而用户可以根据应用需要决定最佳的工作模式。因为斜坡输入有 1.25V 的偏压，所以一旦这个管脚上的电压超过误差放大器输出电压减去 1.25V，PWM 比较器将置位 PWM 锁存器，并禁止输出。一旦 PWM 锁存器被置位，只有振荡器的消隐脉冲可以将其复位并开始一个新的周期。

连至 PWM 锁存输出的切换触发器决定哪一个输出被激活。触发器由或门脉冲触发，输入为振荡器时钟和 PWM 锁存输出。其中任一个脉冲会使触发器使能另一个输出。

电流限制和关断

提供了一个管脚用于电流限制和关断操作。有两个比较器连接到该管脚输入。当该管脚电压超过 1.0V 时，一个比较器被激活。该比较器输出设置禁用输出的 PWM 锁存。用这种方法，可以逐周期完成电流限制。如果要与功率器件串联使用一个电流限制电阻，那么电阻值为：

$$R_{\text{Sense}} = \frac{1.0V}{I_{\text{pk}}(\text{switch})}$$

如果这个管脚上的电压超过 1.4V，则第二个比较器被激活。接下来，这个比较器置位一个锁存器，导致软起动电容被放电。当输出短路时，可能以这种“打嗝”模式恢复。如果一个电流限制电阻与输出设备串联使用，那么控制器进入“打嗝”模式时的峰值电流为：

$$I_{\text{shutdown}} = \frac{1.4V}{R_{\text{Sense}}}$$

欠压锁定

IC 内有两个欠压锁定电路。第一个检测 V_{CC} ，第二个则检测 V_{ref} 。上电期间，在输出可以被使能且软起动锁存器可以被释放之前， V_{CC} 必须超过 9.2V， V_{ref} 则必须超过 4.2V。如果 V_{CC} 跌落到 8.4V 以下或 V_{ref} 跌落到 3.6V 以下时，输出被禁止，而软起动锁存器则被激活。当 UVLO 有效时，元件处于低电流待机模式，使 IC 构成离线自举起动电路。典型的起动电流为 500 μ A。

输出

MC34025 具有二个大电流图腾柱输出，设计用于直接驱动功率 MOSFET。驱动 1.0nF 负载时，它们有高达 $\pm 2.0A$ 的峰值驱动电流和典型的 30ns 上升和下降时间。

提供了单独的 V_C 和电源地管脚。采用合适的方法，可能把强加到控制电路的开关瞬态噪声大幅度减小。单独的 V_C 电源输入也使得用户在调整驱动电压时增加了灵活性，使其与 V_{CC} 无关。

参考

5.1V 带隙参考被管脚引出。25 $^{\circ}C$ 时，它的调整后初始精度为 $\pm 1.0\%$ 。这个参考具有短路保护，可以为附加控制系统电路提供超过 10mA 的拉电流。

设计考虑因素

不要试图在绕接或插入式样板板上构建变换器。 由于是高频、高功率开关电源，它必须为信号通路和电源通路提供不同的电流环路。印制电路板布局应包括有小电流信号和大电流开关的接地平面和通过各个路径返回输入滤波旁路电容的输出地。所有的旁路电容和减元件都应该尽量近地连接到可能有问题的特定元件。对于用于减振的旁路元件，印制电路板上的走线长度必须短于 0.5 英寸。

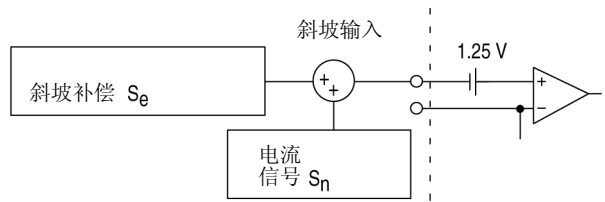
不稳定性

在电流模式控制时，对于任意给定的占空比都可能碰到不稳定性问题。不稳定性是由电流反馈环路造成的。已经说明过，不稳定性是由半开关频率点处的双极点引起的。如果将外部斜坡 (S_e) 到电流检测波形的导通斜坡 (S_n) 上的话，可以获得稳定性。

(见图 20)

但必须小心，不要增加过多的斜坡补偿。如果过量的话，系统会象电压模式稳压器一样工作。这样，你就会丧失所有电流模式控制的优势。图 28A 和 28B 显示了实现外部斜坡补偿的二种方法。

图 20. 斜坡补偿



可以用一个简单的式子来计算为获得稳定性而必须添加到电流环路的外部斜坡补偿量。除了计算式，用于图 36 所示应用电路的计算结果也列出了。

$$S_e = \frac{V_o}{L} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) (R_s) A_i$$

其中: V_o =直流输出电压

N_p, N_s =功率变压器初级线圈和次级线圈的匝数

A_i =电流检测网络的增益 (见图 25、26 和 27)

L =输出电感

R_s =电流检测电阻

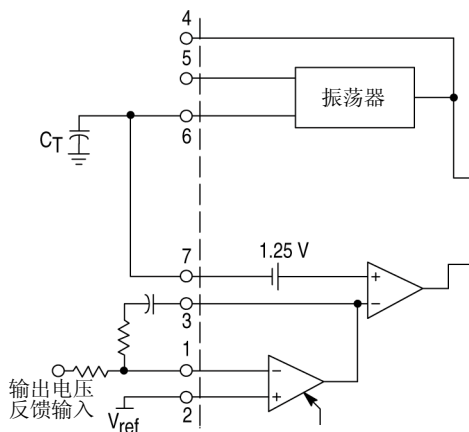
对于应用电路:

$$S_e = \frac{5}{1.8\mu} \left(\frac{4}{16} \right) (0.3)(0.55) = 0.115V/\mu s$$

管脚功能说明

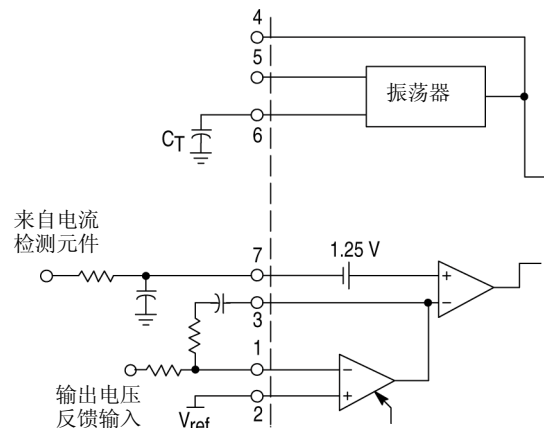
管脚 DIP/SOIC	功能	说明
1	误差放大器反相输入	这个管脚通常用于来自电源输出出来的反馈。
2	误差放大器同相输入	这个管脚用于提供一个参考，以便在误差放大器的输出端产生误差信号。通常，这个管脚连到 V_{ref} ，有时也可以使用一个外部参考。
3	误差放大器输出	这个管脚为误差放大器补偿电源系统中形成的零点和极点，大多数情况下是 LC 滤波器。
4	时钟	这是双向管脚，用于同步。
5	R_T	R_T 的值通过定时电容 C_T 设定充电电流。
6	C_T	与 R_T 一起使用，定时电容可以设定开关频率。由于该部分是推挽输出，每个输出工作该管脚设置的频率的一半。
7	斜坡输入	对于电压模式工作，这个管脚连到 C_T 。对于电流模式工作，这个管脚通过一个滤波器连到电流检测元件。
8	软起动	这个管脚上连接的电容决定软起动时间。
9	电流限制/关断	这个管脚有两个功能。第一，它提供了逐周期电流限制。第二，如果电流过量，这个管脚将重新初始化软起动周期。
10	地	控制电路的地。
11	输出 A	这是大电流图腾柱输出。
12	电源地	这是一个单独的电源地返回，连回到电源。它用于减小开关瞬态噪声对控制电路的影响。
13	V_C	这是用于输出的一个单独电源连接，连回到电源输入。有了单独的电源连接，它可以减小开关瞬态噪声对控制电路的影响。
14	输出 B	这是大电流图腾柱输出。
15	V_{CC}	这是控制 IC 的正电源。
16	V_{ref}	这是 5.1V 参考。它通常连接到误差放大器的同相输入端。

图 21. 电压模式工作



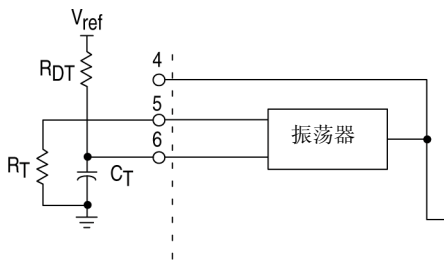
在电压模式工作时，误差放大器输出端的控制范围为 2.25V 至 4.05V，对应占空比为 0% 至 90%。

图 22. 电流模式工作



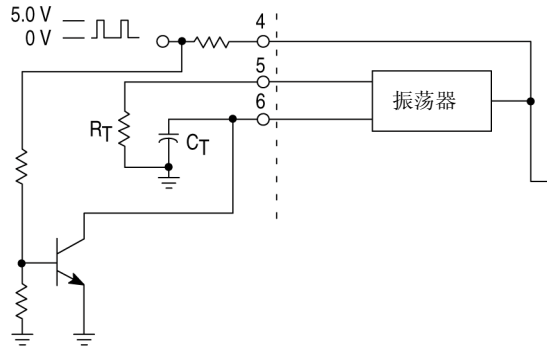
在电流模式工作时，应在斜坡输入端放置一个 RC 滤波器，以滤除由功率 MOSFET 接通引起的前沿尖峰。

图 23. 增加静区时间



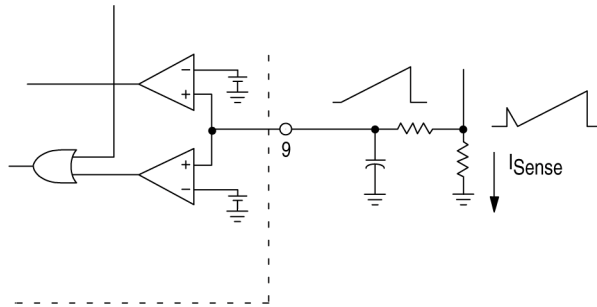
可以在 V_{ref} 和 C_T 间连接一个静区时间电阻以增加静区时间。更多信息请参见振荡器部分说明。

图 24. 外部时钟同步



馈送到时钟管脚的同步脉冲至少为 3.9V。RT 和 CT 应设置为比同步频率低 10%。这个电路也可用于电压模式主/从工作方式。时钟信号应来自自主振荡器。主振荡器频率应设为希望的工作频率，而从振荡器频率则应设为低 10%

图 25. 阻性电流检测



附加的 RC 滤波器将消除由电流波形前沿尖峰引起的不稳定性。这个检测信号也可在斜坡输入管脚用于电流模式控制。为了斜坡补偿，必须要知道电流反馈环路的增益。如果使用变压器，可以用下式计算增益：

$$A_i = \frac{R_{sense}}{\text{匝数比}}$$

图 26. 初级线圈一侧电流检测

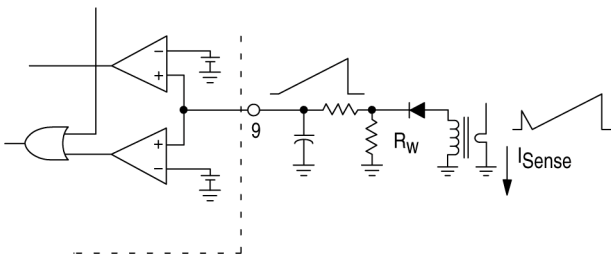
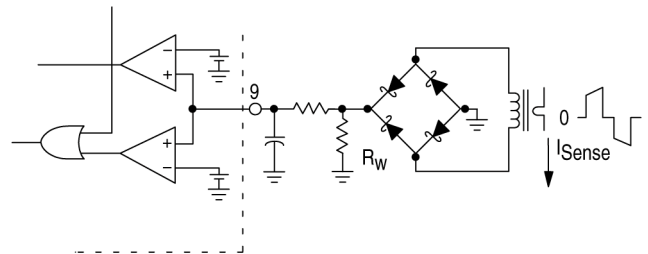


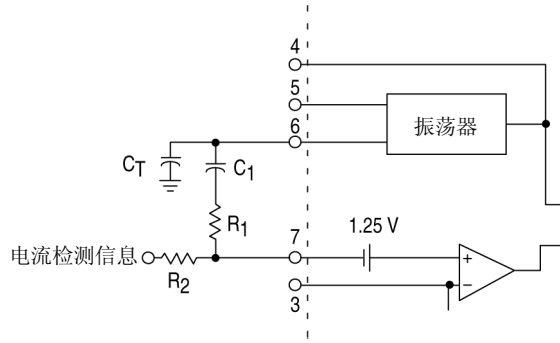
图 27. 初级或次级线圈一侧电流检测



增加一 RC 滤波器将消除由电流波形前沿尖峰引起的不稳定性。这个检测信号也可在斜坡输入管脚用于电流模式控制。为了斜坡补偿，必须要知道电流反馈环路的增益。可以用下式计算增益：

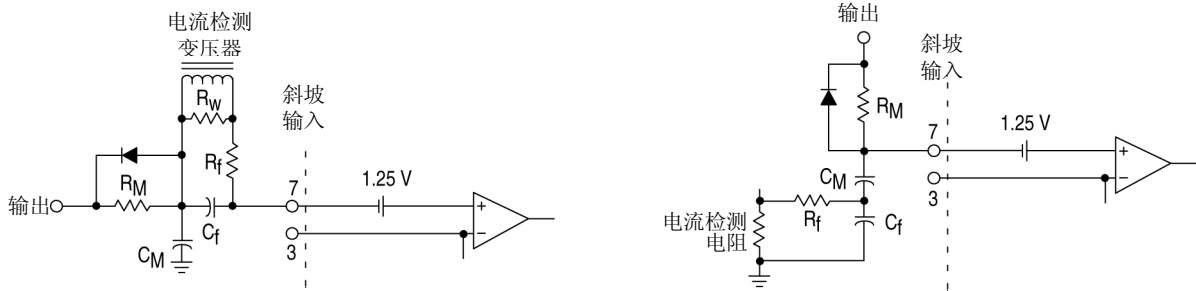
$$A_i = \frac{R_w}{\text{匝数比}}$$

图 28A. 斜率补偿（噪声敏感）



这种斜率补偿方法很容易实现，但它对噪声敏感。电容 C_1 提供交流耦合。振荡器信号通过由电阻 R_1 和 R_2 组成的分压器与电流信号相加。

图 28B. 斜率补偿（噪声不敏感）



当只使用一个输出时，可以采用这种斜率补偿方法。相对而言，它对噪声较不敏感。电阻 R_M 和电容 C_M 提供了所需增加的斜率。通过选择具有大于切换频率的时间常数的 R_M 和 C_M ，你可以假定它的充电是线性的。首先选择 C_M ，然后调节 R_M 值以达到所需的斜率。在每个周期末尾，二极管在斜坡输入端提供了一个复位脉冲。充电电流 I_M 为的计算式 $I_M = C_M \cdot Se$ ，而 R_M 则为 $R_M = V_{CC} / I_M$ 。

图 29. 短距离内的电流模式主/从工作

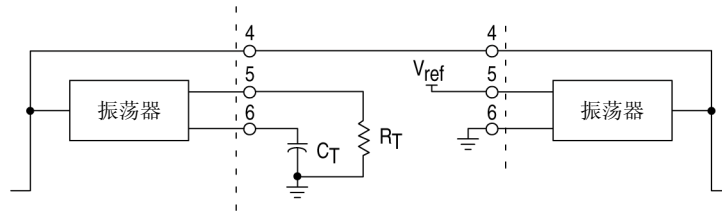


图 30. 长距离同步

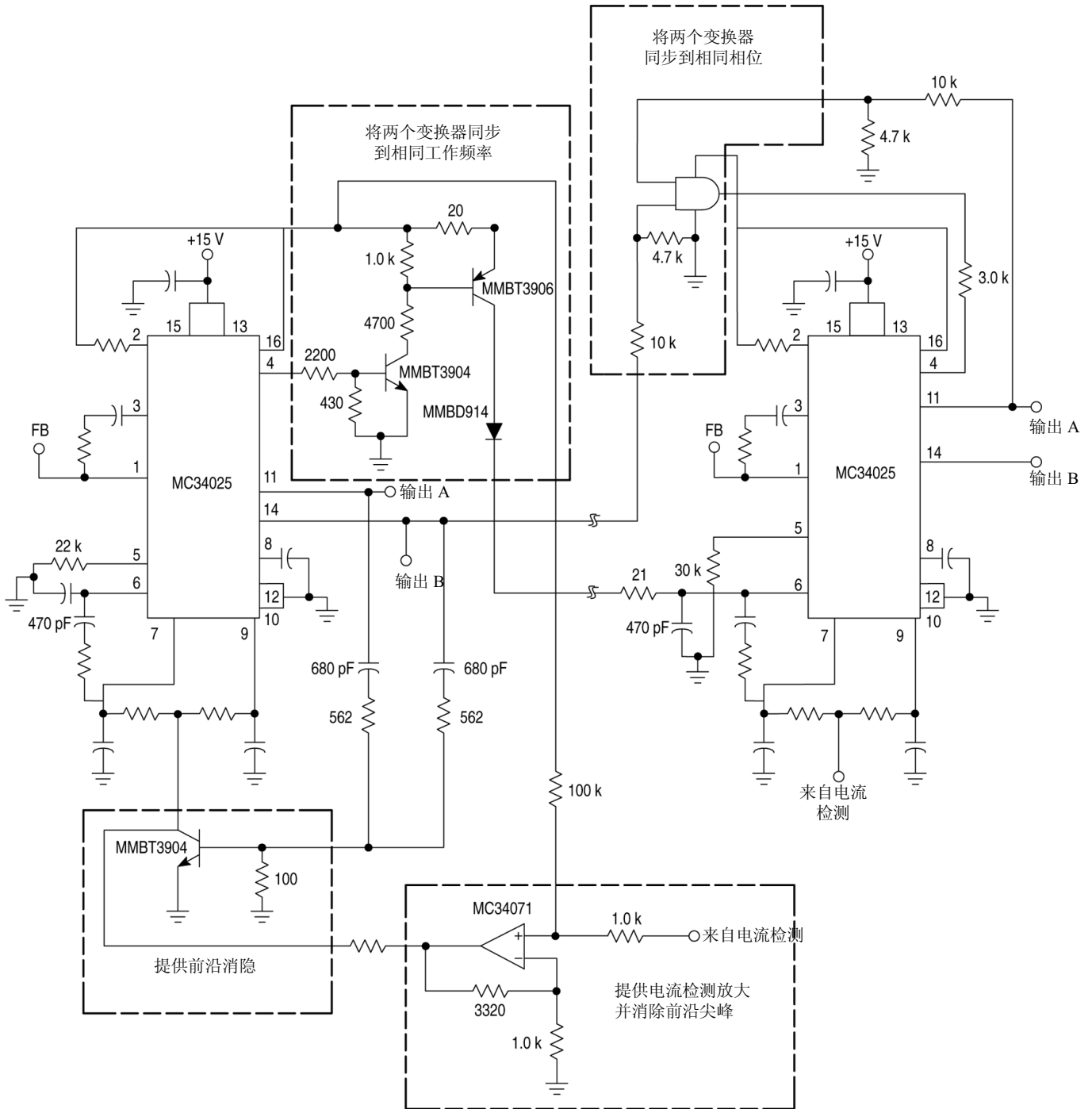
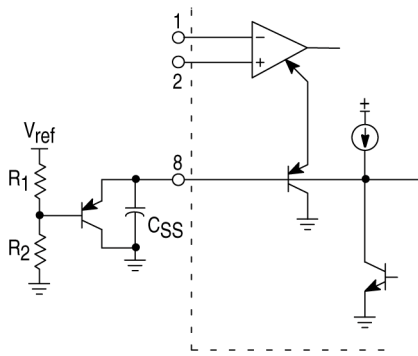


图 31. 被缓冲的最大箝位电平

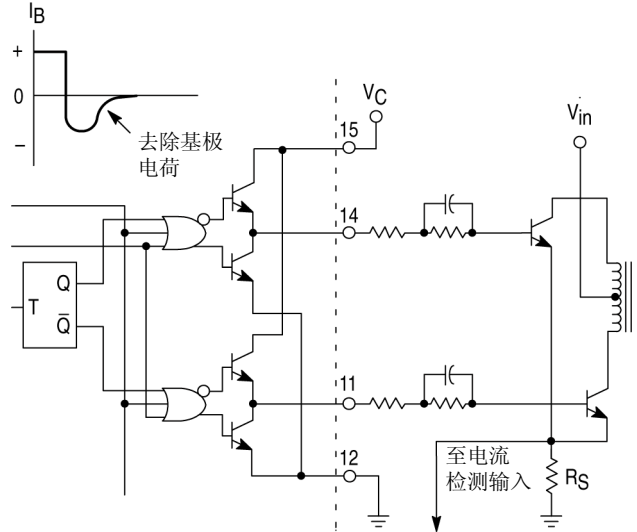


在电压模式工作时，可以箝定最大占空比。通过增加一个 PNP 晶体管来缓冲箝位电压，可以使软起动电流不受 R_1 影响。

$$t \approx \frac{V_{clamp} + 0.6}{9.0\mu A} (C_{ss})$$

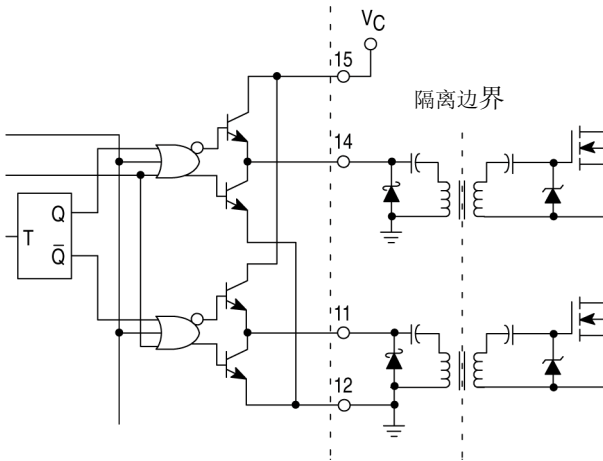
在电流模式工作时，这个电路将限制斜坡输入端的最大电压，以结束一个周期。

图 32. 双极型晶体管驱动



在基极增加串联电容后，图腾柱输出可以为增强型晶体管的关断提供负基极电流。

图 33. 隔离 MOSFET 驱动



图腾柱输出可以方便地驱动脉冲变压器。建议在高频驱动一个感性负载时，使用一个肖特基二极管。二极管可以通过防止输出管脚被驱动低于地电平而减小由过量阻尼振荡造成的驱动功耗。

图 34. 直接变压器驱动

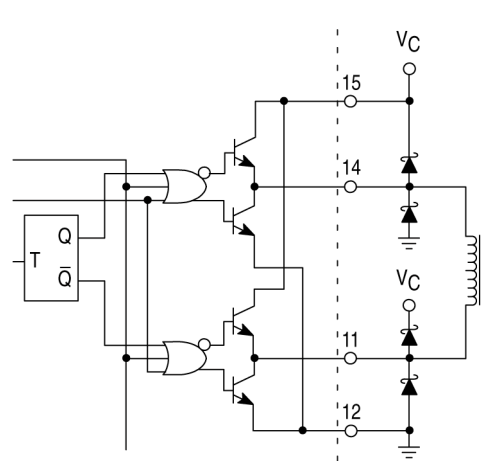
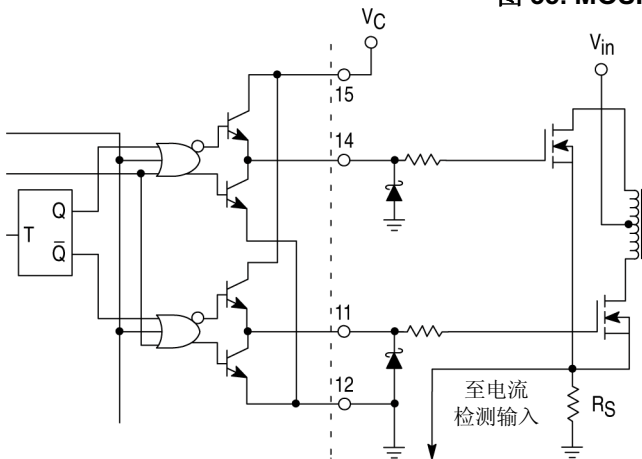
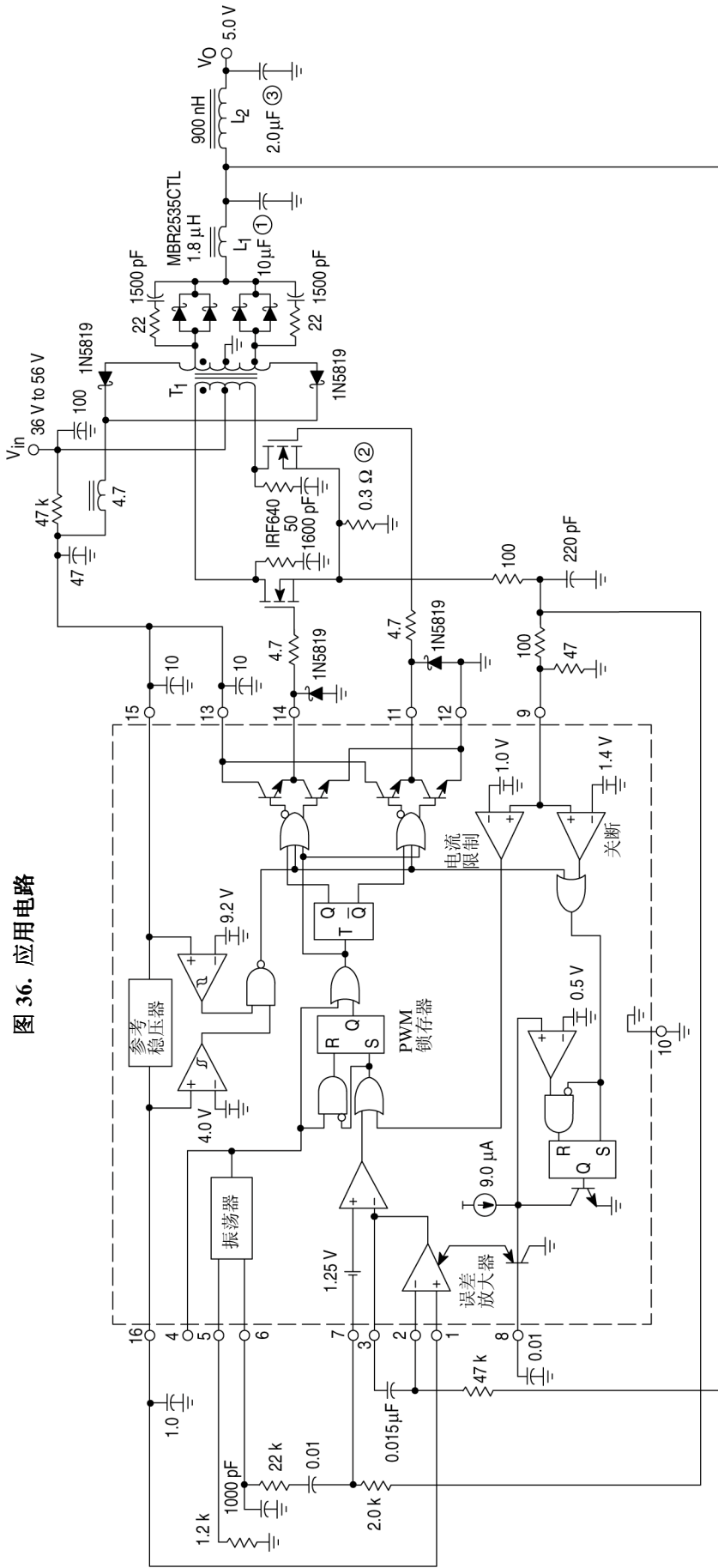


图 35. MOSFET 寄生振荡



为了衰减由 MOSFET 输入电容和栅极-源极电路中任何串联到线电感引起的高频寄生振荡，需要增加一个串联栅极电阻。该串联电阻也将降低 MOSFET 开关速率。一个肖特基二极管可以通过防止输出管脚低于地电平而减小由过量阻尼振荡造成的驱动功耗。当输出管脚被驱动低于地平时，肖特基二极管也可以防止衬底注入。

图 36. 应用电路



T1 -初级线圈: 16 匝, 中心抽头#48AWG (1300 多股绞合线)
次级线圈: 4 匝, 中心抽头 0.003 英寸 (2 层) 铜箔。
自举: 为每个次级输出加 1 匝, #36AWG
铁芯: Philips 3F3 元件#4312 020 4124
绕组架: Philips 元件#4322 021 3525
Coilcraft P3269-A

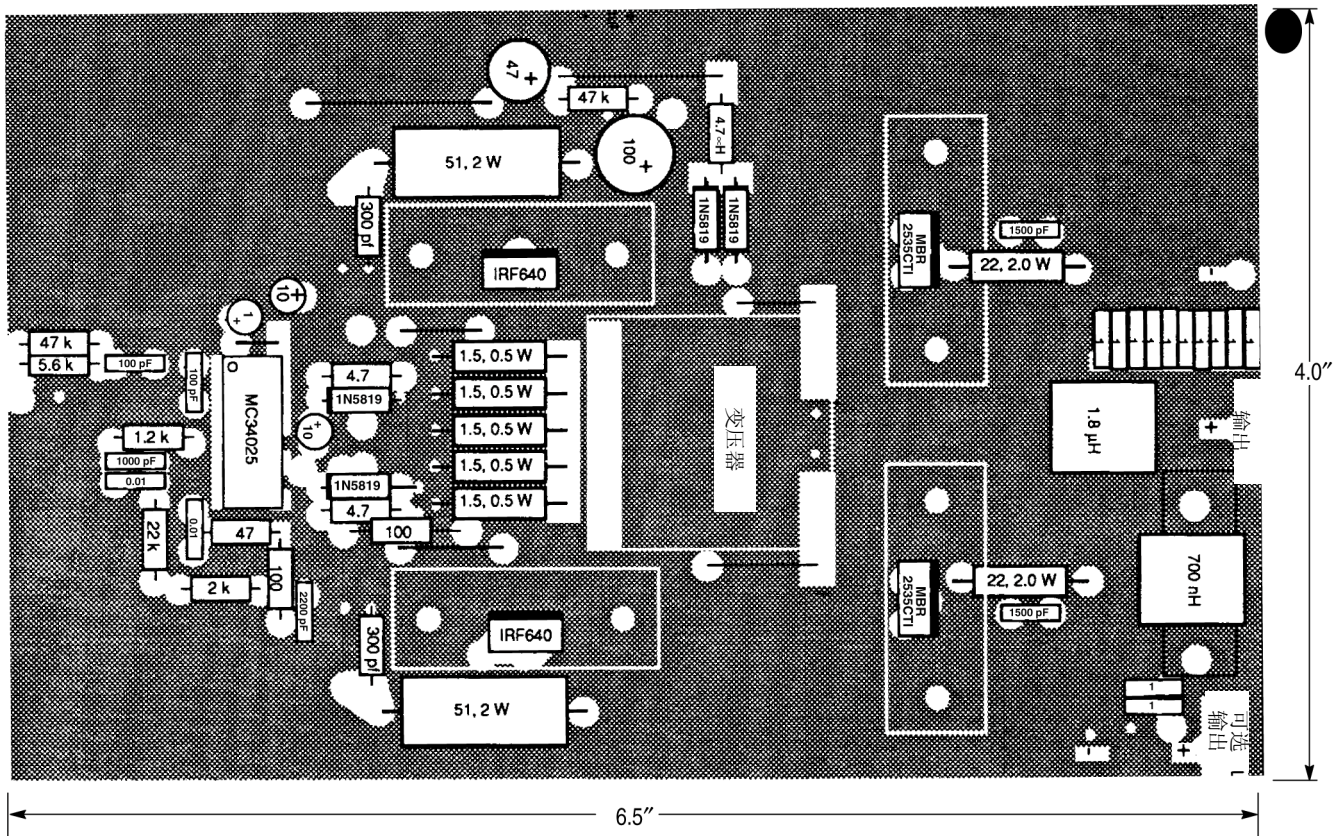
L1 -2 匝, #48AWG (1300 多股绞合线)
铁芯: Philips 3F3, 元件#EP10-3F3
绕组架: Philips 元件#EP10PCB1-8
L=1.8uH
Coilcraft P3270-A
L2, 一7 匝#18AWG, 1/2 英寸直径空芯。
Coilcraft P3271-A

散热器-功率带夹具
绝缘体-所有功率器件用 Berquist 硅垫 1500 隔开
①-10 (1.0uF) 陶瓷电容, 并联
②-5 (1.5Ω) 电阻, 并联
③-2(1.0uF)陶瓷电容, 并联

测试	条件	结果
电源调整率	$V_{in}=40V$ 至 $56V$, $I_o=15A$	$14mV \pm 0.275\%$
负载调整率	$V_{in}=48V$, $I_o=8.0A$ 至 $15A$	$54mV \pm 1.0\%$
输出脉动	$V_{in}=48V$, $I_o=15V$	$50mVp-p$
效率	$V_{in}=48V$, $I_o=15A$	71.2%

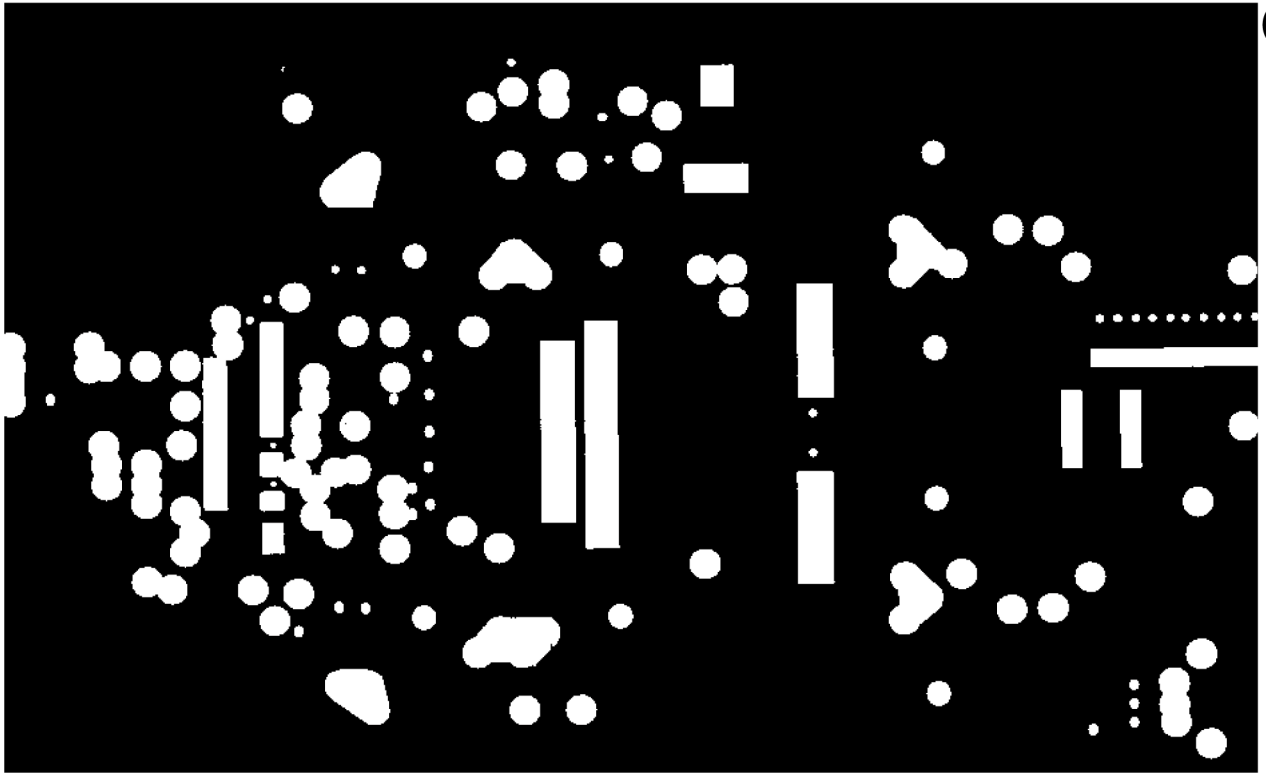
MC34025 MC33025

图 37. 有元件的印制电路板

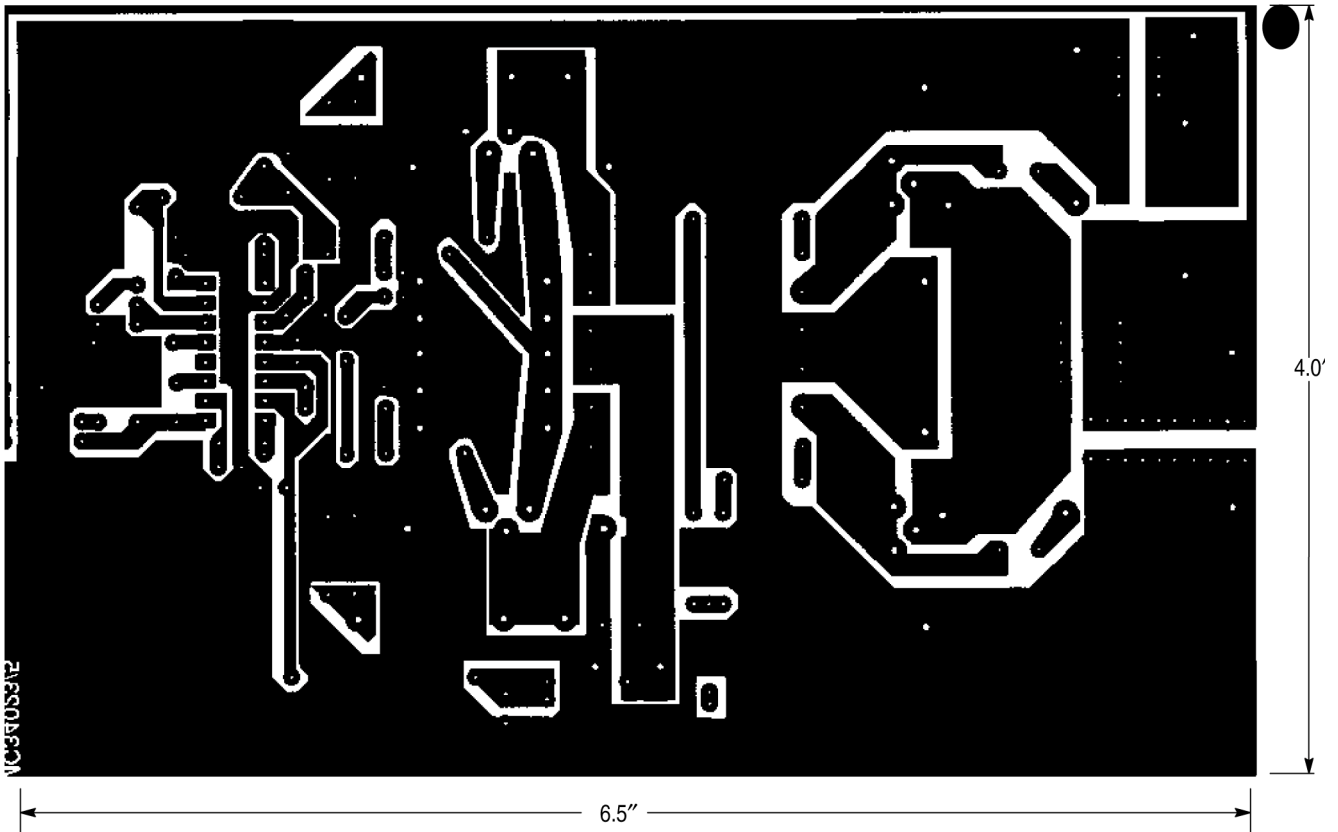


(俯视图)

图 38. 无元件的印制电路板



(俯视图)



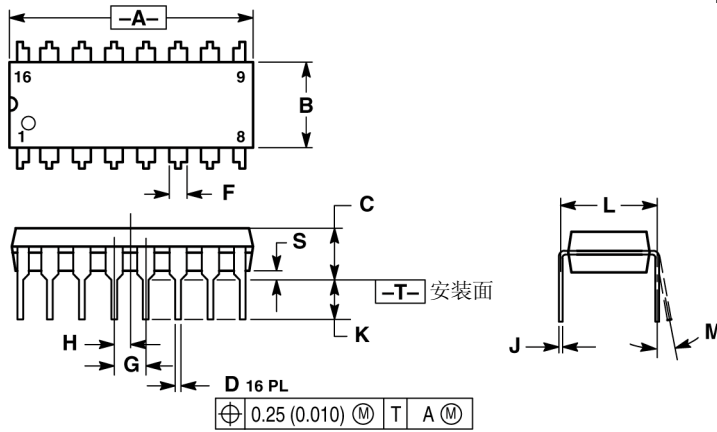
(仰视图)

外形尺寸

P 后缀
塑料封装
外壳 648-08

注:

1. 尺寸与公差按 ANSI Y14.5M, 1982。
2. 控制尺寸: 英寸。
3. 尺寸 L 为并行引线中心间距离。
4. 尺寸 B 不包括模压毛边。
- 可选圆角。

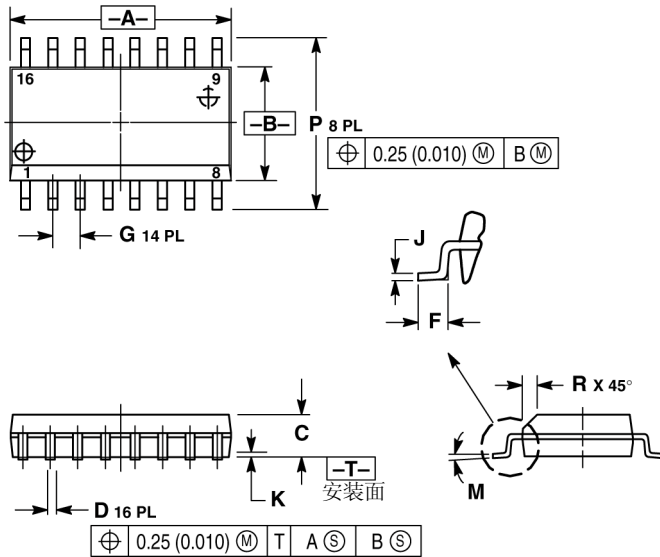


尺寸	英寸		毫米	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.77
G	0.100BSC		2.54BSC	
H	0.050BSC		1.27BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

DW 后缀
塑料封装
外壳 751G-02
(SO-16L)

注:

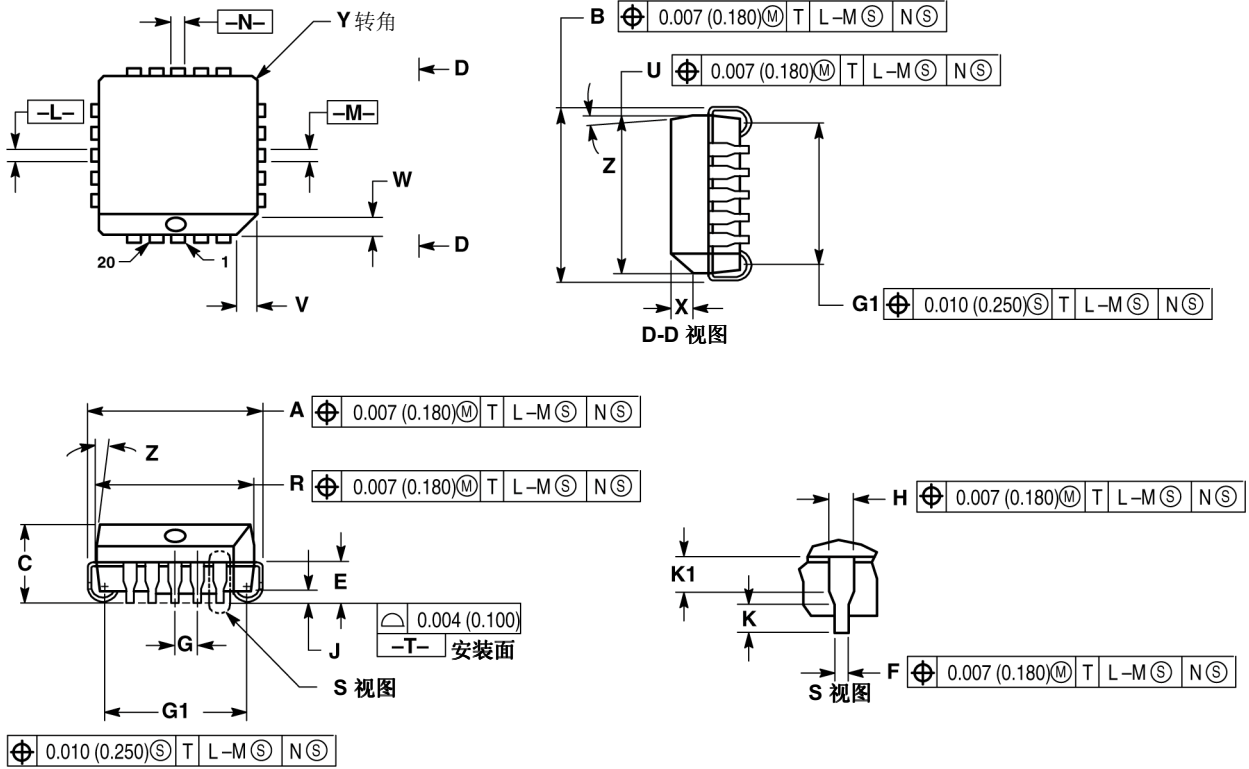
1. 尺寸与公差按 ANSI Y14.5M, 1982。
2. 控制尺寸: 毫米。
3. 尺寸 A 和 B 不包括模压突起。
4. 最大模压突起为 0.150(0.006)每边。
5. 尺寸 D 不包括挡块突出。在最大材料条件下, 允许挡块突出超过尺寸 D, 总共为 0.13(0.005)。



尺寸	英寸		毫米	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	0.400	0.411	10.15	10.45
B	0.292	0.299	7.40	7.60
C	0.093	0.104	2.35	2.65
D	0.014	0.019	0.35	0.49
F	0.020	0.035	0.50	0.90
G	0.050BSC		1.27BSC	
J	0.010	0.012	0.25	0.32
K	0.004	0.009	0.10	0.25
M	0°	7°	0°	7°
P	0.395	0.415	10.05	10.55
R	0.010	0.029	0.25	0.75


外形尺寸

FN 后缀
塑料封装
外壳 775-02
(PLCC)



- 注:
1. $-L-$, $-M-$, $-N-$ 数据由在从塑料壳体分型线处伸出的引线肩部顶面尺寸确定。
 2. 尺寸 $G1$, 为在基准面-T-, 即安装面测量的真实位置。
 3. 尺寸 R 和 U 不包括模压毛边, 允许的模压毛边为每边 $0.010(0.250)$ 。
 4. 尺寸与公差按 ANSI Y14.5M, 1982。
 5. 控制尺寸: 英寸。
 6. 封装顶至多可小于封装底 $0.012(0.300)$ 。
尺寸 R 和 U 由塑料壳体的最大外形决定, 不包括模压毛边、连接条毛边、浇口毛边、和内引线造成的突起, 但包括塑料壳体顶与底之间的任意误差。
 7. 尺寸 H 不包括挡块突出和侵入。挡块突出不应使 H 尺寸大于 $0.037(0.940)$ 。挡块侵入不应使 H 尺寸小于 $0.025(0.635)$ 。

尺寸	英寸		毫米	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	0.385	0.395	9.78	10.03
B	0.385	0.395	9.78	10.03
C	0.165	0.180	4.20	4.57
E	0.090	0.110	2.29	2.79
F	0.013	0.019	0.33	0.48
G	0.050BSC		1.27BSC	
H	0.026	0.032	0.66	0.81
J	0.020	-	0.51	-
K	0.025	-	0.64	-
R	0.350	0.356	8.89	9.04
U	0.350	0.356	8.89	9.04
V	0.042	0.048	1.07	1.21
W	0.042	0.048	1.07	1.21
X	0.042	0.056	1.07	1.42
Y	-	0.020	-	0.50
Z	2°	10°	2°	10°
G1	0.310	0.330	7.88	8.38
K1	0.040	-	1.02	-

安森美半导体及  为半导体元件工业有限公司 (SCILLC) 的注册商标。SCILLC 有权不经通知变更其产品。SCILLC 对其产品是否适合特定用途不作任何保证、声明或承诺；SCILLC 亦不承担因应用或使用任何产品或电路而引起的任何责任，并特此声明其不承担任何责任，包括但不限于对附带损失或间接损失的赔偿责任。「典型」参数会因不同的应用而变化。所有操作参数，包括「典型」参数，须经客户的技术专家按其每一应用目的鉴定核准方可生效。SCILLC 并未在其专利权或他人权利项下转授任何许可证。SCILLC 产品的设计、应用和使用授权不含以下目的：将其产品用于植入人体的任何物体或维持生命的其他器件，或可因其产品的缺陷而引致人身伤害或死亡的其他任何应用。买方保证，如其为此等未经授权的目的购买或使用 SCILLC 的产品，直接或间接导致任何人身伤害或死亡的索偿要求，并从而引起 SCILLC 及其管理人员、雇员、子公司、关联方和分销商的责任，则买方将对该公司和人员进行赔偿，使该公司和人员免于由此产生的任何索偿、损失、开支、费用及合理的律师费，即使该索偿要求指称 SCILLC 的设计或制造其产品中有过失。SCILLC 是一家平等机会 / 无歧视行为的雇主。

出版物订购信息

北美资料受理处:

安森美半导体资料分发中心
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 美国
电话: 303-675-2175 或 800-344-3860 美国/加拿大免费电话
传真: 303-675-2176 或 800-344-3867 美国/加拿大免费电话
电子邮件: ONlit@hibbertco.com
传真回复热线: 303-675-2167 或 800-344-3810 美国/加拿大免费电话

北美技术支持: 800-282-9855 美国/加拿大免费电话

欧洲: 安森美半导体资料分发中心 - 欧洲服务部

德国 电话: (+1)303-308-7140(星期一至星期五, 下午 2:30-下午 7:00, CET 时间)
电子邮件: ONlit-german@hibbertco.com
法国 电话: (+1)303-308-7141(星期一至星期五, 下午 2:00-下午 7:00, CET 时间)
电子邮件: ONlit-french@hibbertco.com
英国 电话: (+1)303-308-7142(星期一至星期五, 中午 12:00-下午 5:00, GMT 时间)
电子邮件: ONlit@hibbertco.com

欧洲免费电话*: 00-800-4422-3781

* 可在德国、法国、意大利和英国使用

中/南美洲:

西班牙 电话: 303-308-7143(星期一至星期五, 上午 8:00-下午 5:00, MST 时间)
电子邮件: ONlit-spanish@hibbertco.com

亚洲/太平洋地区: 安森美半导体资料分发中心 - 亚洲服务部

电话: 303-675-2121(星期二至星期五, 上午 9:00-下午 1:00, 香港时间)
001-800-4422-3781: 香港/新加坡免费电话
电子邮件: ONlit-asia@hibbertco.com

日本: 安森美半导体 日本客户服务中心

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, 日本 141-0031
电话: 81-3-5740-2745
电子邮件: r14525@onsemi.com

安森美半导体网址: <http://onsemi.com.cn>

若需要其他信息, 请与您当地的销售代表联系。

