

500mA, 200MHz xDSL 线路驱动双输出放大器

特点

- 超越全速率、下行 ADSL 线路驱动器的所有指标要求
- I_{OUT} 电流最小为 $\pm 500mA$
- $\pm 11.1V$ 输出摆幅, $V_S = \pm 12V$, $R_L = 100\Omega$
- $\pm 10.9V$ 输出摆幅, $V_S = \pm 12V$, $I_L = 250mA$
- 低失真: 在 $1MHz$ 、 $2V_{P-P}$ 进入 50Ω 的条件下为 $-82dBc$
- 节能的可调供电电流
- 功率增强小外型封装:
 - 20 引脚 TSSOP 和 20 引脚 SW
- 200MHz 增益带宽
- $500V/\mu s$ 转换率
- 指定在 $\pm 15V$, $\pm 12V$ 以及 $\pm 5V$ 下工作

应用

- 高密度 ADSL 局端线路驱动器
- 高效 ADSL、HDSL2、G.lite、SHDSL 线路驱动器
- 缓冲器
- 测试设备放大器
- 电缆驱动器

描述

LT[®]1794 是一款输出电流最小为 500mA, 且具有优秀失真性能的双运算放大器。虽然放大器为 10 增益稳定, 但在较低增益能容易地被补偿。扩展的输出摆幅允许采用较低电压轨以降低系统功率。为优化功率耗散, 供电电流由一个外接电阻来设置。LT1794 具有均衡和高阻抗输入端, 以及低输入偏置电流和输入失调电压。容易实现有源终端以进一步降低系统功率。短路保护和热关闭确保了器件的耐用性。

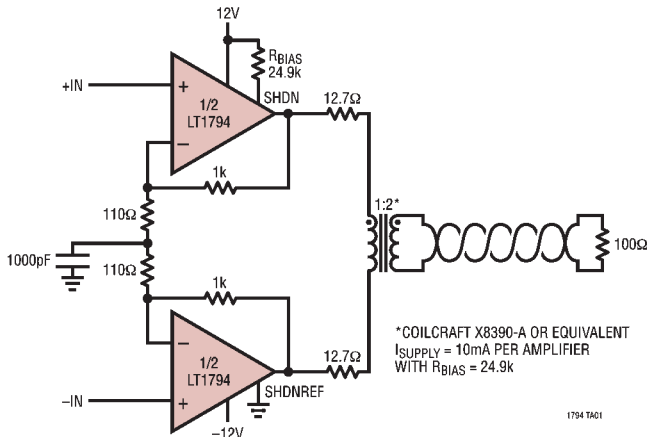
采用 $\pm 12V$ 电源, 其输出端能够将 100Ω 负载驱动至 $\pm 11.1V$, 以及用 $250mA$ 负载驱动至 $\pm 10.9V$ 。由于 LT1794 在较低电源电压下摆幅增大, 因此它可用于提升 LT1795 线路驱动器应用。

对线驱动器应用中的最大端口密度, LT1794 具备有热增强及细小的 20 引脚 TSSOP 封装。也有提供 20 引脚 SW 封装。

 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。

典型应用

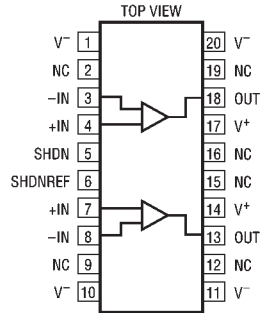
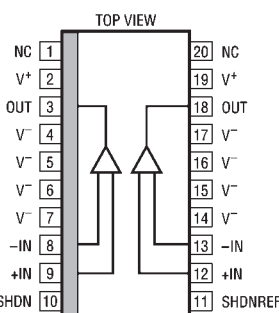
高效率 $\pm 12V$ 电源 ADSL 局端线路驱动器



绝对最大额定值 (注1)

电源电压 (V ⁺ 到 V ⁻)	±18V	特定温度范围 (注3)	-40°C 至 85°C
输入电流	±10mA	结温	150°C
输出短路持续时间 (注2)	无限制	存储温度范围	-65°C 至 150°C
工作温度范围	-40°C 至 85°C	引脚温度 (焊接时间10秒)	300°C

封装/订购信息

 FE 封装 20 引脚塑料 TSSOP $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 3^{\circ}C/W$ (注 4) 下面金属连接至 V⁻	产品型号 LT1794CFE LT1794IFE	 SW 封装 20 引脚塑料 SO $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 3^{\circ}C/W$ (注 4)	产品型号 LT1794CSW LT1794ISW
--	------------------------------------	---	------------------------------------

关于特别规定具有较宽工作温度范围的器件，请咨询凌特公司。

电 特 性

凡标注 ● 代表技术指标适合整个工作温度范围，否则指标是在 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{CM} = 0V$ ，脉冲测试， $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ ， $V_{SHDNREF} = 0V$ ，在 V^+ 与 $SHDN$ 之间的 $R_{BIAS} = 24.9k$ ，除非另外注明。（注3）

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{OS}	输入失调电压		●	1	5.0	mV
	输入失调电压匹配		●	0.3	5.0	mV
	输入失调电压漂移		●	10	7.5	$\mu V/^{\circ}C$
I_{OS}	输入失调电流		●	100	500	nA
			●		800	nA
I_B	输入偏置电流		●	± 0.1	± 4	μA
	输入偏置电流匹配		●	± 6	± 6	μA
			●	100	500	nA
θ_n	输入噪声电压密度	$f = 10kHz$		8	800	$nV/\sqrt{Hz}$
i_n	输入噪声电流密度	$f = 10kHz$		0.8		$pA/\sqrt{Hz}$
R_{IN}	输入阻抗	$V_{CM} = (V^+ - 2V)$ 至 $(V^+ + 2V)$	●	5	50	M Ω
		差分			6.5	M Ω

电 特 性

凡标注●代表技术指标适合整个工作温度范围，否则指标是在 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{\text{CM}} = 0\text{V}$ ，脉冲测试， $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ ， $V_{\text{SHDNREF}} = 0\text{V}$ ，在 V^+ 与 SHDN 之间的 $R_{\text{BIAS}} = 24.9\text{k}$ ，除非另外注明。（注3）

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
C_{IN}	输入电容			3		pF
	输入电压范围(正)	(注5)	● $V^+ - 2$	$V^+ - 1$		V
	输入电压范围(负)	(注5)	● $V^- + 1$	$V^- + 2$		V
CMRR	共模抑制比	$V_{\text{CM}} = (V^+ - 2\text{V})$ 至 $(V^- + 2\text{V})$	● 74 66	83		dB dB
PSRR	电源抑制比	$V_S = \pm 4\text{V}$ 至 $\pm 15\text{V}$	● 74 66	88		dB dB
A_{VOL}	大信号电压增益	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 13\text{V}$, $R_L = 100\Omega$	● 70 64	82		dB dB
		$V_S = \pm 12\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$, $R_L = 40\Omega$	● 63 57	76		dB dB
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 3\text{V}$, $R_L = 25\Omega$	● 60 54	70		dB dB
V_{OUT}	输出摆幅	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 100\Omega$	● 13.8 13.6	14.0		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
		$V_S = \pm 15\text{V}$, $I_L = 250\text{mA}$	● 13.6 13.4	13.9		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
		$V_S = \pm 12\text{V}$, $R_L = 100\Omega$	● 10.9 10.7	11.1		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
		$V_S = \pm 12\text{V}$, $I_L = 250\text{mA}$	● 10.6 10.4	10.9		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $R_L = 25\Omega$	● 3.7 3.5	4.0		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $I_L = 250\text{mA}$	● 3.6 3.4	3.9		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
I_{OUT}	最大输出电流	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 1\Omega$		500	720	mA
I_S	每只放大器的供应电流	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_{\text{BIAS}} = 24.9\text{k}$ (注6)	● 10 8	13	18 20	mA mA
		$V_S = \pm 12\text{V}$, $R_{\text{BIAS}} = 24.9\text{k}$ (注6)	● 8.0 6.7	10	13.5 15.0	mA mA
		$V_S = \pm 12\text{V}$, $R_{\text{BIAS}} = 32.4\text{k}$ (注6)		8		mA
		$V_S = \pm 12\text{V}$, $R_{\text{BIAS}} = 43.2\text{k}$ (注6)		6		mA
		$V_S = \pm 12\text{V}$, $R_{\text{BIAS}} = 66.5\text{k}$ (注6)		4		mA
	停机状态的电源电流	$V_{\text{SHDN}} = 0.4\text{V}$	● 2.2 1.8	3.4	5.0 5.8	mA mA
	停机状态的输出泄漏	$V_{\text{SHDN}} = 0.4\text{V}$		0.1	1	mA
	通道分离	$V_S = \pm 12\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$, $R_L = 40\Omega$	● 80 77	110		dB dB
SR	转换率	$V_S = \pm 15\text{V}$, $A_V = -10$, (注7)		300	600	V/ μs
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $A_V = -10$, (注7)		100	200	V/ μs
HD2	差分二次谐波失真	$V_S = \pm 12\text{V}$, $A_V = 10$, $2V_{\text{p-p}}$, $R_L = 50\Omega$, 1MHz		-85		dBc
HD3	差分三次谐波失真	$V_S = \pm 12\text{V}$, $A_V = 10$, $2V_{\text{p-p}}$, $R_L = 50\Omega$, 1MHz		-82		dBc
GBW	增益带宽	$f = 1\text{MHz}$		200		MHz

电特性

注1：绝对最大额定值是指器件超过这一个临界值可能会被损坏。

注2：仅适合到地的短路。当工作电源大于 $\pm 10V$ 时，输出和其中一个电源之间的短路可能会永久损害器件。

注3：LT1794C 在 $0^{\circ}C$ 至 $70^{\circ}C$ 温度范围内保证符合指定的性能，并被设计和规格，以及满足这拓宽温度范围限制，但并不在 $-40^{\circ}C$ 和 $85^{\circ}C$ 下测试。LT1794I 确保符合拓宽的温度范围限制。

注4：根据附著在器件上的 PCB 金属数量的不同，热阻也不同。如果超过封装的最大功耗，器件会进入热关断而被保护。

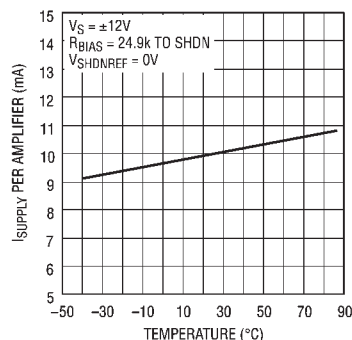
注5：由 CMRR 测试确保。

注6： R_{BIAS} 连接在 V^+ 和 SHDN 引脚之间。

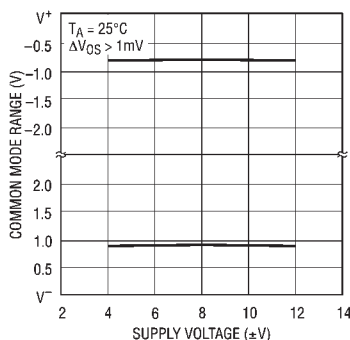
注7：当工作在 $\pm 15V$ 电源时，转换效率是在 $\pm 10V$ 输出信号上的 $\pm 5V$ 测量的，而当工作在 $\pm 5V$ 电源时，这就在 $\pm 3V$ 输出信号上的 $\pm 1V$ 测量。

典型性能特征

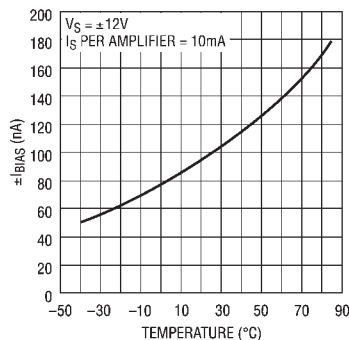
电源电流与环境温度的关系



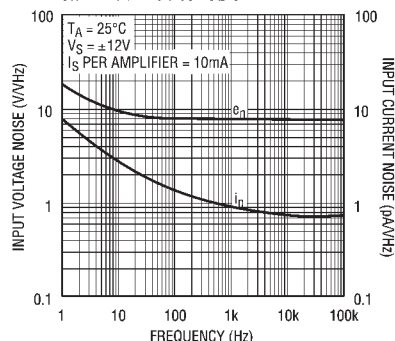
共模输入范围与电源电压的关系



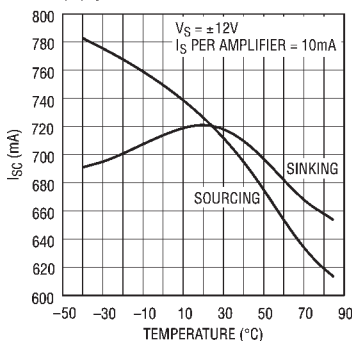
输入偏置电流与环境温度的关系



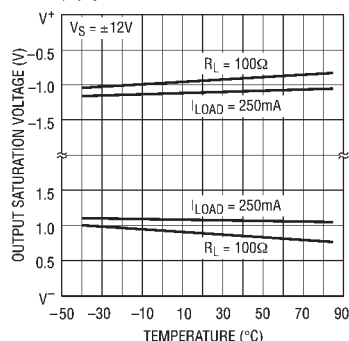
输入噪声频谱密度



输出短路电流与环境温度的关系

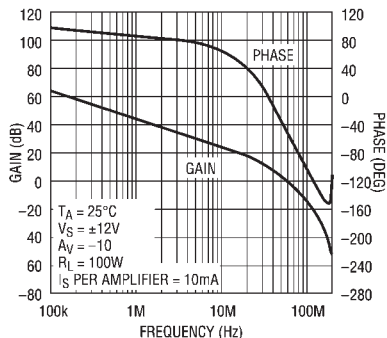


输出饱和电压与环境温度的关系



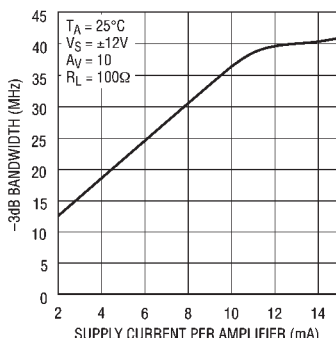
典型性能特征

开环增益和相位与频率的关系



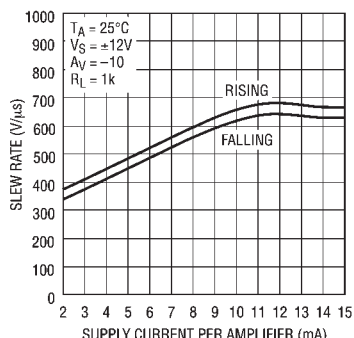
1794 G07

-3dB 带宽与电源电流的关系



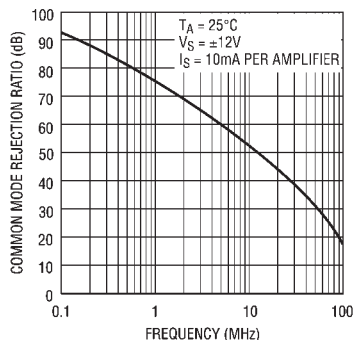
1794 G08

转换速率与电源电流的关系



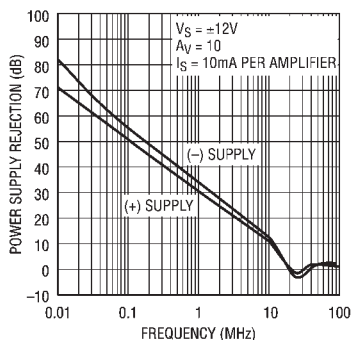
1794 G09

CMRR 与频率的关系



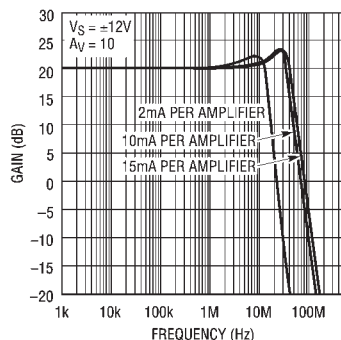
1794 G10

PSRR 与频率的关系



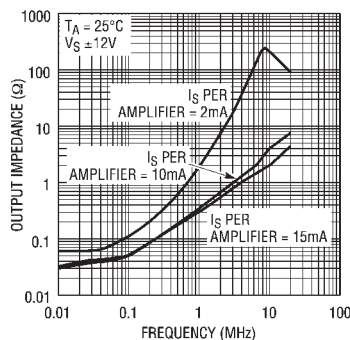
1794 G11

频率响应与电源电流的关系



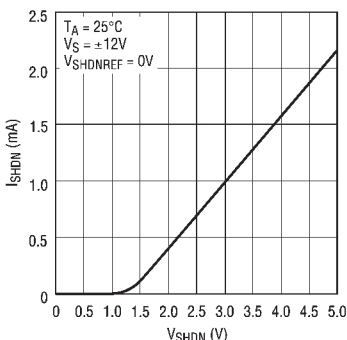
1794 G12

输出阻抗与频率的关系



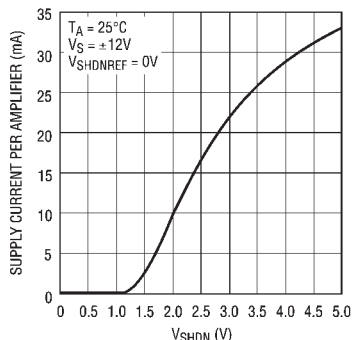
1794 G13

ISHDN 与 VSHDN 的关系



1794 G14

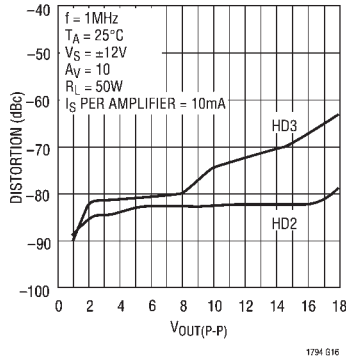
电源电流与 VSHDN 的关系



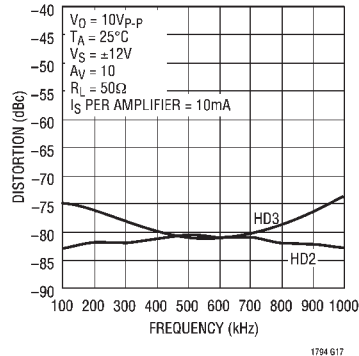
1794 G15

典型性能特征

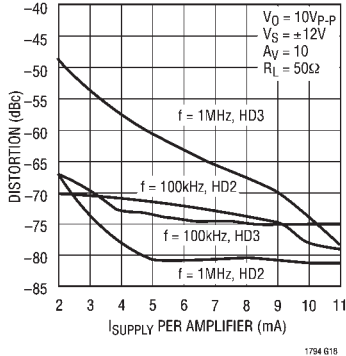
差分谐波失真与输出幅度的关系



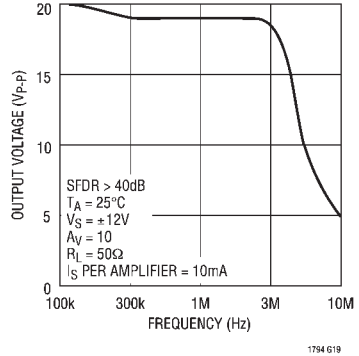
差分谐波失真与频率的关系



差分谐波失真与电源电流的关系



没有失真的输出摆幅与频率的关系



应用信息

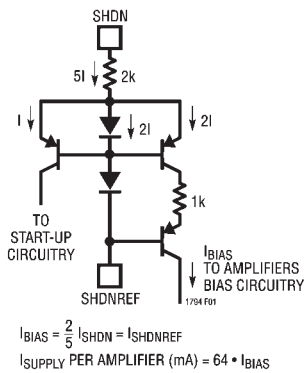


图 1：内部电流偏置电路

动，器件之间的不同会导致静态电流控制不一致。

采用单只外部电阻器 R_{BIAS} 连接至两种方法的任一种可提供更易预计的静态供电电流控制。图 2 阐明了连接在 LT1794 的 SHDN 引脚和 12V V^+ 电源之间的 R_{BIAS} 对每个放大器供电电流的影响，以及说明了大约的设计方程。图 3 给出了带有连接在 SHDNREF 引脚和地之间的 R_{BIAS} 的同样控制，同时 SHDN 引脚连接到 V^+ 。两种方法是等效的。

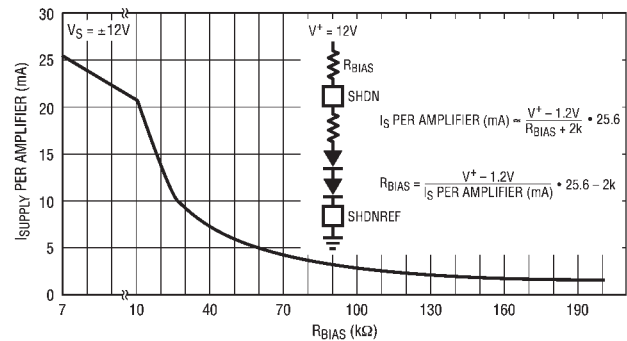


图 2： R_{BIAS} 接至 V^+ 的电流控制

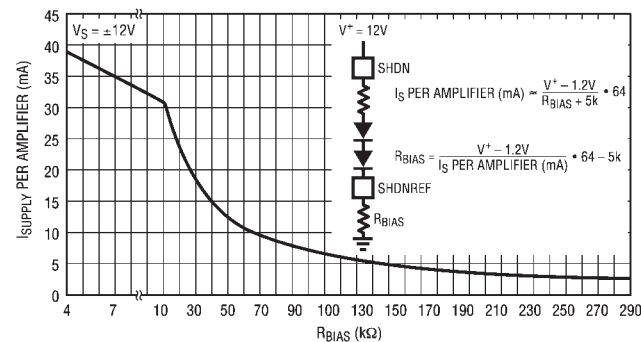


图3： R_{BIAS} 接至地的电流控制

应用信息

逻辑控制的工作电流

在典型的 xDSL 应用中，DSP 控制器有 I/O 引脚以提供 LT1794 线路驱动器工作电流的逻辑控制。如图 4 所示，一个或两个逻辑控制输入端能够控制两种或四种不同的工作模式。逻辑输入端加上或减去流入 SHDN 输入端的电流来设置工作电流。一个逻辑输入端的例子是将供电电流选择为全功率，每个放大器为 10mA 或每个放大器仅 2mA，这样可显著减少驱动器功率耗散，并对小于 1MHz 的频率维持小于 2Ω 的输出阻抗。这种低功率模式在放大器输出端和线路驱动后端电阻维持终端阻抗。采用这种终端，当一个 DSL 端口没有传输数据时，它仍可以从跨接在后端电阻上的线路检测接收信号，并作出相应。

两个逻辑输入控制端提供介于全功率和终止模式之间的两种中间工作状态（每个放大器大约为 7mA 以及每个放大器为 5mA）。当没必要全功率传输时，这些模式有利于整个系统的功率管理。

关闭和恢复

一个完全空闲端口上的最终节省功率行动是通过将 SHDN 引脚电压拉到 SHDNREF 的 0.4V 电位以内，使线路驱动器完全关闭。如图 5 所示，在小于 $10\mu s$ 的时间里完全关闭，更为重要的是在小于 $2\mu s$ 的时间里从关闭状态完全恢复到全工作。LT1794 中的偏置电路迅速发挥作用，将放大器带回到正常工作。

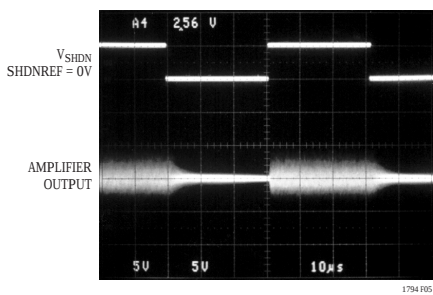


图 5：关闭和恢复定时

Two Control Inputs

		RESISTOR VALUES (k Ω)					
		R _{SHDN} TO V _{CC} (12V)			R _{SHDN} TO V _{LOGIC}		
V _{LOGIC}		3V	3.3V	5V	3V	3.3V	5V
R _{SHDN}		40.2	43.2	60.4	4.99	6.81	19.6
R _{C1}		11.5	13.0	21.5	8.66	10.7	20.5
R _{C0}		19.1	22.1	36.5	14.3	17.8	34.0
V _{C1}	V _{C0}	SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER (mA)					
H	H	10	10	10	10	10	10
H	L	7	7	7	7	7	7
L	H	5	5	5	5	5	5
L	L	2	2	2	2	2	2

One Control Input

		RESISTOR VALUES (k Ω)					
		R _{SHDN} TO V _{CC} (12V)			R _{SHDN} TO V _{LOGIC}		
V _{LOGIC}		3V	3.3V	5V	3V	3.3V	5V
R _{SHDN}		40.2	43.2	60.4	4.99	6.81	19.6
R _C		7.32	8.25	13.7	5.49	6.65	12.7
V _C		SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER (mA)					
H		10	10	10	10	10	10
L		2	2	2	2	2	2

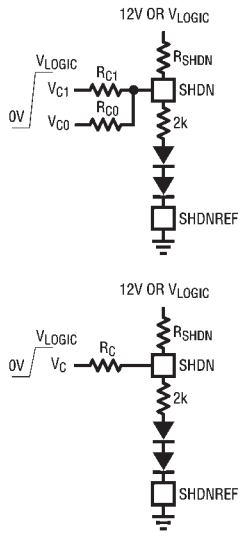


图 4：提供工作电流的逻辑输入控制

应用信息

功率耗散和热管理

与系统中的其它元件相比，xDSL 应用要求线路驱动器耗散数量可观的功率和热量。对于 DMT 和 CAP ADSL 信号的 RMS 变化量，高峰值要求高电源电压以避免削波，而采用升压变压器将信号耦合到电话线能要求高峰值电流水平。这些要求导致驱动器的封装必须耗散掉 1W 数量级的功率。插在局端交换机机柜机架上的几个多端口卡在提升的温度环境下会增加许多瓦特的功率耗散。LT1794 具有内置的热关断电路，这用来保护超高温下工作的放大器，但数据传送将受到严重影响。采取措施将驱动器产生的热量散发到周围环境中以避免热关断（当 LT1794 的结温超过 165°C 时发生），这在设计 PCB 和卡的包围时是非常重要的。

估计线路驱动器的功率耗散

图 6 是为了估计线路驱动器的功率耗散而给出的典型 ADSL 应用。由于 DMT 信号的复杂特性很像噪

声，因此采用电压和电流的 RMS 值来估计驱动器功率耗散是最容易的。这个例子所显示的电压和电流水平是针对一个驱动 20dBm 或 100mW_{RMS} 功率至 100Ω 电话线的全速率 ADSL 信号，并且假定变压器有 0.5dBm 的插入损失，LT1794 的静态电流设置为每个放大器 10mA。

LT1794 中耗散的功率为静态功率和驱动一个信号时的输出级功率的组合。两个放大器被设置将差分信号放置在线路上，每个放大器中的 AB 类输出级将同时在一个放大器的上部功率晶体管上耗散功率，这时流出电流；以及在其它放大器的下部功率晶体管上耗散功率，这时陷入电流。总器件功率耗散为：

$$P_D = P_{\text{QUIESCENT}} + P_{Q(\text{UPPER})} + P_{Q(\text{LOWER})}$$

$$P_D = (V^+ - V^-) \cdot I_Q + (V^+ - V_{\text{OUT(ARMS)}}) \cdot I_{\text{LOAD}} + (V^- - V_{\text{OUT(BRMS)}}) \cdot I_{\text{LOAD}}$$

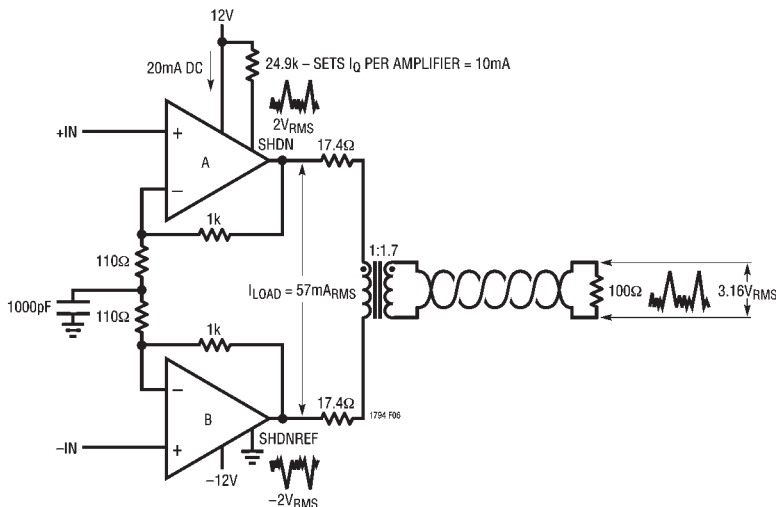


图 6：估计线路驱动器的功率耗散

应用信息

在线路上没有信号，而放大器被偏置为每个10mA供电电流，驱动器的静态功率耗散为：

$$P_{DQ} = 24V \cdot 20mA = 480mW$$

在许多应用中，可通过工作在较低的静态电流值来减少功耗。

当驱动一个负载时，放大器大部分的静态电流转向输出级并成为负载电流的一部分。图7给出了作为负载电流函数并通过放大器流经+和-电源之间的总偏置电流。这多达60%的无负载静态工作电流被转向负载。

在线路的全功率条件下，驱动器功率耗散为：

$$P_{D(FULL)} = 24V \cdot 8mA + (12V - 2V_{RMS}) \cdot 57mA_{RMS} + [|-12V - (-2V_{RMS})|] \cdot 57mA_{RMS}$$

$$P_{D(FULL)} = 192mW + 570mW + 570mW = 1.332W$$

当处理信号时，驱动器的结温必须保持在热关断温度以下。结温可由下面的表达式决定：

$$T_J = T_{AMBIENT} (^{\circ}C) + P_{D(FULL)} (W) \cdot \theta_{JA} (^{\circ}C/W)$$

θ_{JA} 是从LT1794的结到周围空气的热阻，可以通过从PCB金属散热及周围所要求的空气流动使之最小

化。对所给出的例子，假定最高环境温度为85℃，并使LT1794的最高结温为140℃，所要求从结到环境的最大热阻为：

$$\theta_{JA(MAX)} = \frac{140^{\circ}C - 85^{\circ}C}{1.332W} = 41.3^{\circ}C/W$$

采用PCB金属散热

设计一个热处理系统既是一项尝试和误差处理的过程，这是因为在制造和评估之前，无法确定它的有效程度。作为一个通用法则，从驱动器封装散热的PCB铜金属的面积越大，越能降低驱动器的工作结温。这种方法的限制是需要非常紧凑的电路设计，在一个给定尺寸的PCB上允许更多端口。

幸运的是，xDSL电路板采用多层金属以实现元件的互连。在LT1794下面的金属面积通过几个小13mil通孔连接在一起，就能够有效地从驱动器封装中将热量传出去。采用内层金属可以腾空顶层和底层PCB面积以放置外部元件。

图8给出了四个用来散热的PCB金属例子。这些例子可作为一个基准，看看在一个PCB的不同层上采用不同的金属面积组合会有什么效果。这些例子均为4层板，每层采用1盎司铜金属。最有效的散

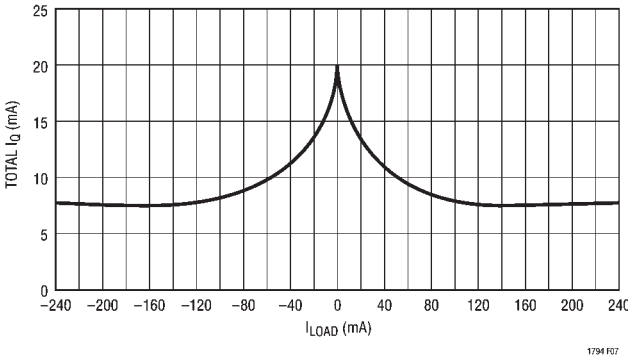


图7：I_Q与I_{LOAD}的关系

应用信息

热层就是那些最靠近 LT1794 结的部分。采用 LT1794IFE 是因为较小的 TSSOP 封装对于非常紧凑的线路驱动器设计而言最为有效。这种封装在底部也有一个暴露在外的金属散热垫，当它焊接到 PCB 顶层金属上时，就直接从 IC 结将热量传出去。将热焊垫焊接到电路板上则产生一个从结到壳体大约为 3°C/W 的热阻 θ_{JC} 。

例子 A 利用了最大的金属面积，并提供了最小的热阻。例子 B 虽然在顶层和底层使用了较少金属，但仍可以达到合理的热性能。对于大多数紧凑的电路板设计，内层金属可以用来散热，这显示在例子 C 和 D，顶层采用尽可能少的散热金属而底层则没有，仅仅第二和第三层有一个导热面，而例子 C 具有较大的金属面积，性能较好。

拓朴原理	顶层	第二层	第三层	底层	通孔样本
例子 A $\theta_{JA} = 40^{\circ}\text{C/W}$ 13MIL 通孔 : 30					
例子 B $\theta_{JA} = 47^{\circ}\text{C/W}$ 13MIL 通孔 : 35					
例子 C $\theta_{JA} = 51^{\circ}\text{C/W}$ 13MIL 通孔 : 32					
例子 D $\theta_{JA} = 60^{\circ}\text{C/W}$ 13MIL 通孔 : 22					

比例 : 1 寸

1794 F08

图 8 : 用来散热的 PCB 金属例子。LT1794IFE 驱动器安装在顶层上。散热盘焊接至顶层金属上，外部元件安装在底层。

应用信息

同样的结果也可以从宽 SO-20 封装的 LT1794CSW 中得到。采用这种封装形式主要通过 V⁻ 引脚，4 至 7 引脚以及 14 至 17 引脚来传导热量，这些引脚应当直接焊接到 PCB 金属面上。

重要注意事项：用于 LT1794 散热的金属层是电连接到驱动器负电源，通常为 -12V。这些层必须与用于电路板设计的其它任何功率层隔离开。

当包含有多个端口的 PCB 卡插在机壳机架上时，通常有必要使空气流通过机壳和吹过插卡。这对于减少每个线路驱动器的结到环境热阻也非常有效。对于每 100 lfm 薄片气流，这个热阻能够减少至大约 5°C/W 的极限。

设计和无源元件

作为一个 200MHz 增益带宽产品，LT1794 要求注意细节问题以便发挥出其最大性能。采用一个地层、短引线长度以及一个 RF 品质组合的电源旁路电容器 (即 0.1μF)。由于主要应用有大驱动电流，要采用低 ESR 电源旁路电容器 (1μF 至 10μF)。

在反相输入端上，反馈电阻器和增益设置电阻器的并联组合能够与输入电容结合在一起，构成一个能够引起频率尖峰的极点，通常采用 1k 或更小的反馈电阻器。

补偿

对于任何电源和电阻负载，LT1794 在一个 10 或更大的增益下是稳定的。采用一个电阻器或一个电阻器加上一个电容器，它很容易地为较低增益作出补偿。

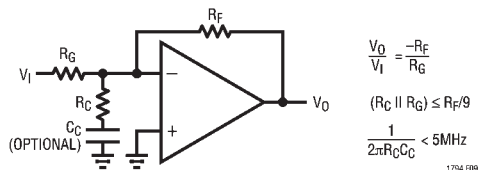


图 9：反相增益补偿

图 9 给出了反相增益的补偿，如果 R_C 和 R_G 的并联组合小于或等于 $R_F/9$ ，反相节点到 AC 地的电阻器确保稳定性。为了获得最小失真和 DC 输出失调，可以用一个串联电容器 C_C 来降低在较低频下的噪声增益。由 R_C 和 C_C 引起的拐点频率应当小于 5MHz 以尽量减小尖峰。

图 10 给出了同相设置中的补偿。 R_C 、 C_C 网络的作用与反相情况类似。输入阻抗没有降低，这是因为该网络是自举的。这个网络也可以放置在反相输入端和一个 AC 地之间。

同相电路的另一种补偿设计在图 11 中给出。该电路在低频下为整体增益，而在高频下的增益为 $1 + R_F/R_G$ 。DC 输出失调减少 10 倍。图 10 和 11 的技术可以结合起来，如图 12 所示。在低频下为整体增益，在中频带为 $1 + R_F/R_G$ ，在高频下具有一个 10 或更大的增益以获得稳定性。

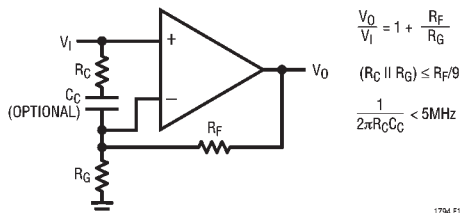


图 10：同相增益补偿

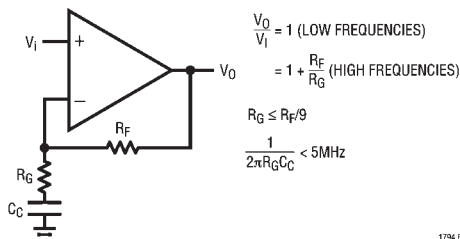


图 11：另一种同相补偿

应用信息

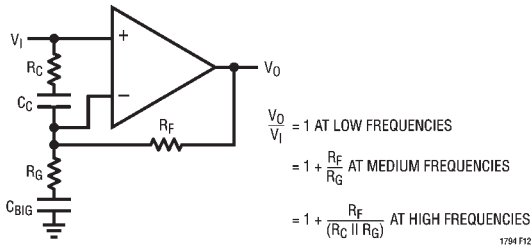


图 12：组合补偿

在差分驱动器应用中，正如本数据手册第一页所示，增益设置电阻器建议由两个在高频下连接到一个良好 AC 地的等值电阻器组成。这样确保了每个放大器的反馈因子在任何频率下保持在 0.1 以下。电阻器的中点可以直接连到地，导致 DC 增益至放大器的 V_{OS} ，或者只采用一个 1000pF 或更大的电容器旁路到地。

线路驱动后部终端

电缆或线路后部终端的标准方法在图 13 给出。电缆 / 线路以它的特征阻抗 (50Ω , 75Ω , 100Ω , 135Ω 等等) 为终端。应当采用一个等于特征阻抗的后部终端电阻以获得输出信号的最大脉冲保真度，并在全双工应用中作为输入信号的线路终端。这种方法有三个主要缺点，首先，负载上的功率耗散和后部终端电阻器是相等的，因此放大器传送功率的一半浪费在终端电阻器上。第二，信号减半，所以放大器的增益必须加倍以维持同样的总增益到负载。增益提高会增加噪声并减少带宽 (也会增加失真)。第三，放大器的输出摆幅被加倍，对于一个给定的电源电压，它会限制传送到负载的功率。

图 14 给出了另外一种后部终端方法。正反馈增大了后部终端有效电阻，这样 R_{BT} 就能够减小 n 倍。为了分析这个电路，首先将输入端接地，当 $R_{BT} =$

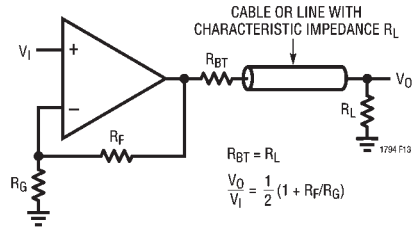


图 13：标准电缆/线路后部终端

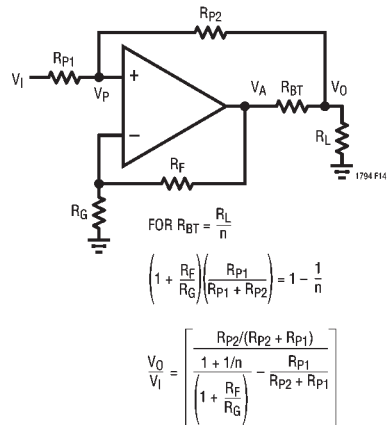


图 14：采用正反馈的后部终端

R_L/n ，并假定 $R_{P2} \gg R_L$ ，我们要求：

$$V_A = V_O (1 - 1/n) \text{ 以将 } R_{BT} \text{ 的有效值增加 } n \text{ 倍。}$$

$$V_P = V_O (1 - 1/n) / (1 + R_F/R_G)$$

$$V_O = V_P (1 + R_{P2}/R_{P1})$$

消掉 V_P ，我们得到如下：

$$(1 + R_{P2}/R_{P1}) = (1 + R_F/R_G) / (1 - 1/n)$$

例如， R_{BT} 减少的倍数为 $n = 4$ ，而放大器增益为 $(1 + R_F/R_G) = 10$ ，则要求 $R_{P2}/R_{P1} = 12.3$ 。

应用信息

注意总增益增大了：

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R_{P2} / (R_{P2} + R_{P1})}{\left[(1 + 1/n) / (1 + R_F/R_G) \right] - [R_{P1} / (R_{P2} + R_{P1})]}$$

图 15 给出了一种采用正反馈的更简单方法去降低后部终端。在这种情况下，驱动器被差分驱动并提供互补输出。将输入端接地，我们看到 $-V_O$ 到 V_A 有一个 $-R_F/R_P$ 的反相增益

$$V_A = V_O (R_F/R_P)$$

并假定 $R_P \gg R_L$ ，我们要求

$$V_A = V_O (1 - 1/n)$$

解方程得出

$$R_F/R_P = 1 - 1/n$$

这样若将后部终端减少 3 倍，则选择 $R_F/R_P = 2/3$ 。注意总增益增加至：

$$V_0/V_i = (1 + R_F/R_P + R_F/R_P) / [2(1 - R_F/R_P)]$$

通常采用正反馈作为有源终端。

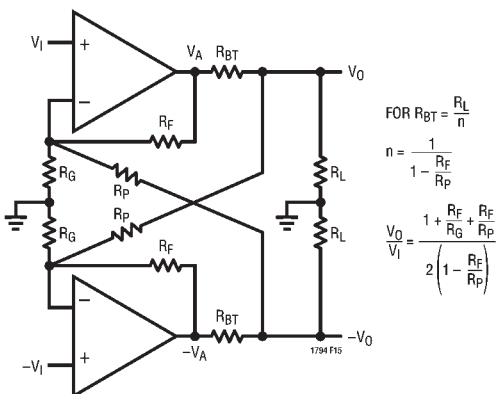


图 15：采用差分正反馈的后部终端

图 17 给出了一个全速率工作的 ADSL 线路驱动器，它结合正反馈来减少后部终端电阻器上的功率损失达 40%，并仍可以与 100Ω 特征线路阻抗保持适当的阻抗匹配。这个电路同样能够降低标准线路驱动方式的变压器转换速率，从而导致较低的峰值电流要求。由于在后部终端电阻器上的电流和功率损失较小，这个驱动器仅耗散 1 W 的功率，减少了 30%。

当正反馈节省功率很有吸引力，有一个重要的系统考虑要加以说明，那就是接收信号的敏感性。从线路上接收的信号是由后部终端电阻器检测的。采用正反馈，信号呈现在 R_{BT} 电阻器的两端，降低了检测幅度。在接收通道上或许要求额外的增益来补偿，或者可以通过一个单独的线路耦合变压器来完全隔离接收通道。

LT1794 的演示电路板 DC306A 现已提供，这个演示电路板是一个包含 LT1361 接收器在内的完整线路驱动器，它允许采用标准和有源终端两种评估方法，也有内建电路来评估供电电流减少时对工作的影响。

故障保护考虑

基本的线路驱动器设计在两个放大器输出端之间有一个直接 DC 通道（正如本数据手册的首页所示）。在故障条件下或在系统开启过程中，同相输入端上 DC 偏置电压的不平衡能够在两个放大器输出之间产生一个 DC 电压差分。这种条件能够迫使一个数量可观的电流流动，这是因为它仅受较小阻值的后部终端电阻器和变压器初级线圈的 DC 电阻来限制。这个大电流可能会导致电源电压显著下降，从而影响整个系统性能。如果未做检查，大 DC 电流能使 LT1794 发热以致热关断。

应用信息

如图 16 所示，采用 DC 阻塞电容器至 AC，将信号耦合到变压器上，从而消除了在任何条件下 DC 电流流动的可能性。这些电容器的尺寸应当足够大，以便不会损害数据传输所要求的频率响应特性。

另一个要考虑的重要故障是出现在电话线上非常快速的高瞬态电压（例如闪电冲击）。TransZorbs® 可变电阻以及其它瞬态保护器件经常用来吸收瞬态能量，但这样做它们自身也会产生快速的电压转

换，且能够通过变压器耦合到线路驱动器的输出端上。几百伏的瞬态信号会出现在变压器的初级绕组上，而电流会流到仅由后部终端电阻器限制的驱动器输出上。当 LT11794 已经在输出引脚箝位到电源电压，它们还不足以处理太大的瞬态能量。在变压器初级线圈的每个末端上外接诸如 BAV99 这样的箝位二极管，可有助放大器的输出端避开这种具有破坏性的瞬态能量。

TransZorbs 是 General Instruments (GSI) 的注册商标。

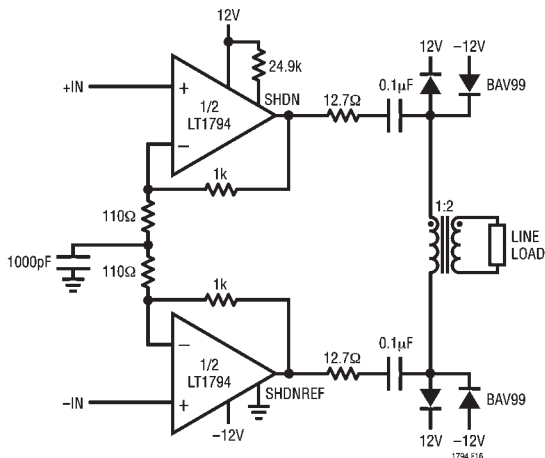
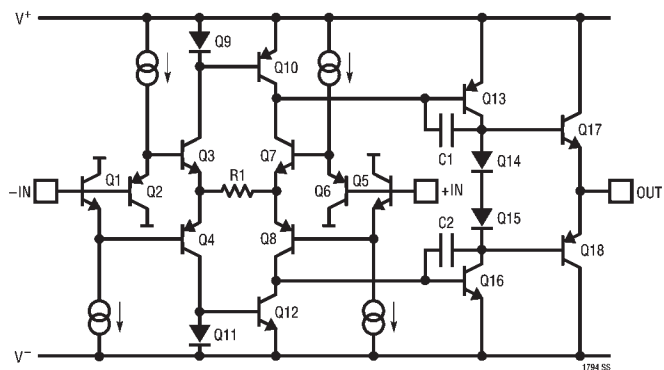


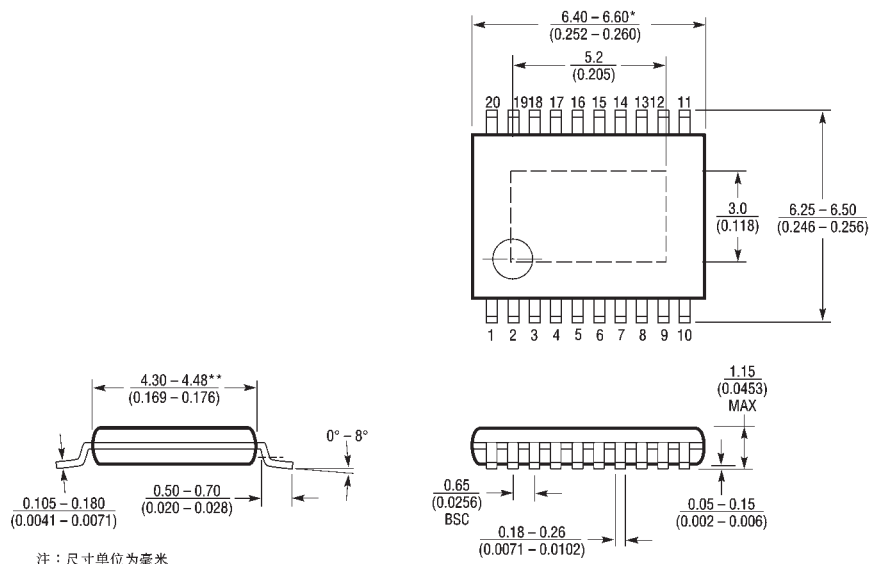
图 16：保护驱动器防止负载故障和线路瞬态

电路简图 (示出一个放大器)



封装描述 尺寸单位为英寸 (毫米) ，除非另外说明。

FE封装
20 引脚塑料 TSSOP 封装 (4.4mm)
(LTC DWG # 05-08-1663)



注：尺寸单位为毫米

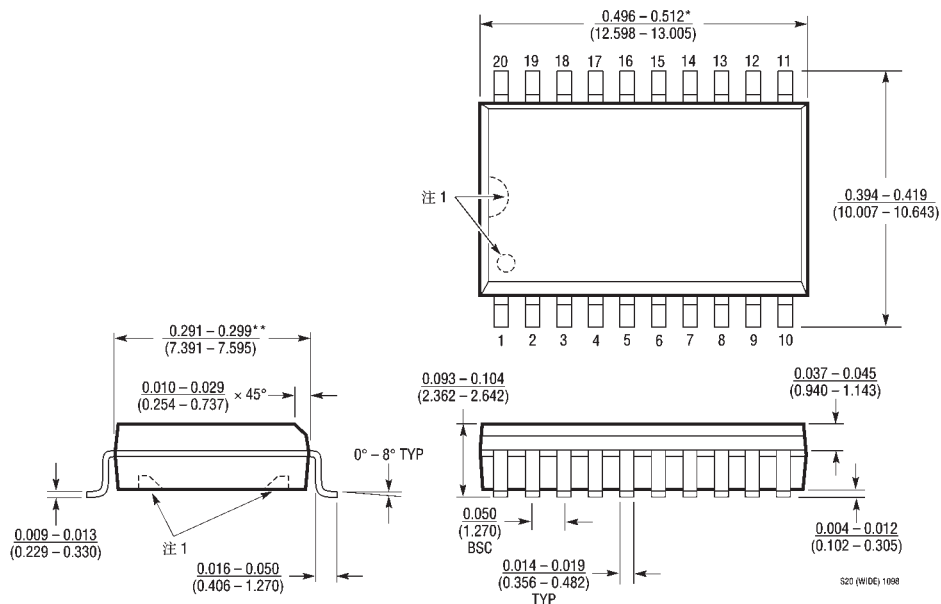
* 尺寸不包括塑料飞边或毛刺，每侧塑料飞边或金属毛刺不超过 0.152mm (0.006")。

** 尺寸不包括内引脚飞边或毛刺，每侧内引脚飞边或毛刺不超过 0.254mm (0.010")。

FE20 TSSOP 1000

封装描述 尺寸单位为英寸(毫米)，除非另外说明。

SW 封装 20 引脚塑料小型封装 (宽 0.300) (LTC DWG # 05-08-1620)



注：

1. 引脚 1 上方的记号和槽口以及封装底部的空隙是制造商的选择。
器件可被提供有或没有这选择。

* 尺寸不包括塑料飞边或毛刺，每侧塑料飞边或金属毛刺不超过 0.006^* (0.152mm)。

** 尺寸不包括内引脚飞边或毛刺，每侧内引脚或毛刺不超过 0.010^* (0.254mm)。

典型应用

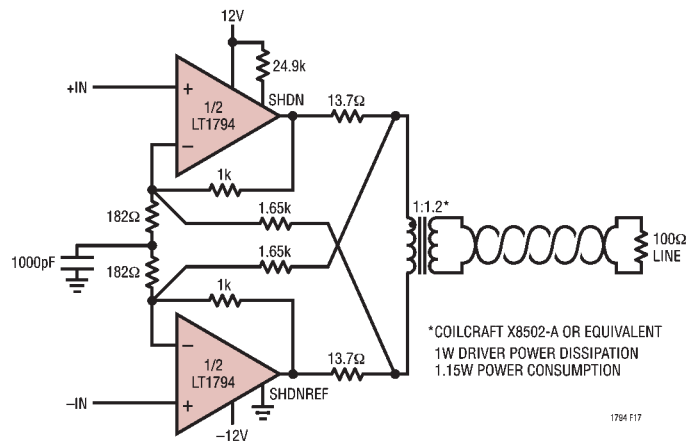


图 17：采用有源终端的 ADSL 线路驱动器

相关器件

型号	描述	说明
LT1361	50MHz，800V/μs 双输出运算放大器	±15V 工作，1mV V _{OS} ，1μA I _B
LTC®1563-2	低成本有源 RC 低通滤波器	f _C 高达 360kHz，差分工作，±5V 电源
LT1795	500mA，50MHz 电流反馈双输出放大器	关闭/电流设置功能，ADSL 局端驱动器
LT1813	100MHz，750V/μs，8nV/√Hz 双输出运算放大器	低噪声，低功率差分接收器，4mA/放大器
LT1886	200mA，700MHz 双输出运算放大器	12V 工作，7mA/放大器，ADSL 调制解调线路驱动器