

700MHz, 200mA 双运算放大器

特点

- 700MHz 增益带宽
- $\pm 200\text{mA}$ 最小输出电流 I_{OUT}
- 低失真：在 1MHz, 4V_{P-P}, 25 Ω , $A_V = 2$ 的条件下为 -72dBc
- $A_V \geq 10$ 时能稳定工作, $A_V < 10$ 时能进行简单补偿
- $\pm 4.3\text{V}$ 最小输出摆幅, $V_S = \pm 6\text{V}$, $R_L = 25\Omega$
- 每个放大器只需要 7mA 电源电流
- 200V/ μs 转换率
- 1000pF 负载稳定工作
- 6nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 输入噪声电压
- 2pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 输入噪声电流
- 4mV 最大输入失调电压
- 4 μA 最大输入偏置电流
- 400nA 最大输入失调电流
- $\pm 4.5\text{V}$ 最小输入共模抑制 (CMR), $V_S = \pm 6\text{V}$
- 规定工作电压为 $\pm 6\text{V}$, $\pm 2.5\text{V}$

应用

- DSL 调制解调器
- xDSL PCI 卡
- USB 调制解调器
- 线路驱动器

描述

LT[®]1886 是一种最小输出电流为 200mA、失真性能优良的双运算放大器。该运算放大器在增益 $A_V = 10$ 时能稳定工作, 而在较低增益时很容易加以补偿。LT1886 的特点是采用平衡式高阻抗输入, 其最大输入偏置电流为 4 μA , 最大输入失调电压为 4mV。这种单电源供电很容易工作, 并且比电流反馈放大器的总噪声低。

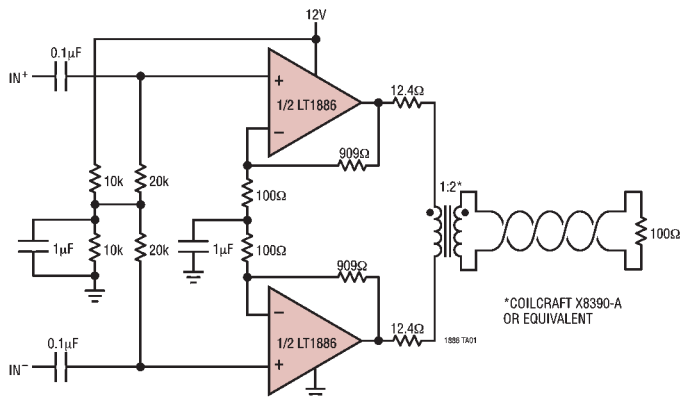
该放大器当采用 $\pm 6\text{V}$ 供电时, 驱动一个 25 Ω 负载输出摆幅在 $\pm 4.3\text{V}$; 当采用 $\pm 2.5\text{V}$ 供电, 驱动 100 Ω 负载时, 输出摆幅为 $\pm 1.5\text{V}$ 。该放大器能对 1000pF 容性负载稳定工作, 这使它非常适用于缓冲器和电缆驱动器。

LT1886 采用凌特公司的先进低压互补双极型制造工艺, 并采用耐热增强型 SO-8 封装。

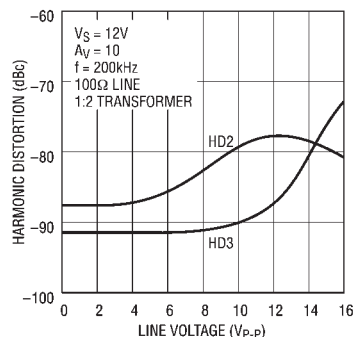
 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。

典型应用

12V 单电源 ADSL 调制解调器线路驱动器



ADSL 调制解调器线路驱动失真特性

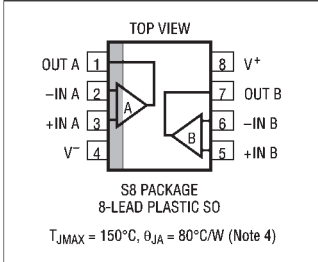


1886 TA01a

绝对最大额定值 (注1)

总电源电压 (V^+ 至 V^-)	13.2V
输入电流 (注2)	$\pm 10\text{mA}$
输入电压 (注2)	$\pm V_S$
最大连续输出电流 (注3)	
直流	$\pm 100\text{mA}$
交流	$\pm 300\text{mA}$
工作温度范围 (注10)	-40°C 至 85°C
规定温度范围 (注9)	-40°C 至 85°C
最高结温	150°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
	LT1886CS8
	S8封装
	1886

有关更宽工作温度范围之器件，请咨询凌特公司。

电特性 凡标注●表示技术指标均适合整个工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。测试是在 $V_S = \pm 6\text{V}$ ， $V_{CM} = 0\text{V}$ ，脉冲功率下进行的，除非另外注明。(注9)

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	(注5)	●	1	4	mV
	输入失调电压漂移	(注8)	●	3	17	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	输入失调电流	●	●	150	400	nA
					600	nA
I_B	输入偏置电流	●	●	1.5	4	μA
					6	μA
e_n	输入噪声电压	$f = 10\text{kHz}$		6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	输入噪声电流	$f = 10\text{kHz}$		2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{IN}	输入电阻	$V_{CM} = \pm 4.5\text{V}$ 差分输入		5	10	M Ω
					35	k Ω
C_{IN}	输入电容			2		pF
	输入电压范围 (正)	●	4.5	5.9		V
	输入电压范围 (负)	●		-5.2	-4.5	V
CMRR	共模抑制比	$V_{CM} = \pm 4.5\text{V}$	●	77	98	dB
	最小电源电压	由PSRR保证	●		± 2	V
PSRR	电源抑制比	$V_S = \pm 2\text{V}$ 至 $\pm 6.5\text{V}$	●	80	86	dB
				78		dB
A_{VOL}	大信号电压增益	$V_{OUT} = \pm 4\text{V}$ ， $R_L = 100\Omega$	●	5.0	12	V/mV
			●	4.5		V/mV
		$V_{OUT} = \pm 4\text{V}$ ， $R_L = 25\Omega$	●	4.5	12	V/mV
			●	4.0		V/mV
V_{OUT}	输出摆幅	$R_L = 100\Omega$ ，10mV过驱动	●	4.85	5	$\pm\text{V}$
			●	4.70		$\pm\text{V}$
		$R_L = 25\Omega$ ，10mV过驱动	●	4.30	4.6	$\pm\text{V}$
			●	4.10		$\pm\text{V}$
I_{SC}	短路电流 (发出电流)	(注3)		800		mA
	短路电流 (吸收电流)			500		mA

电特性 凡标注●表示技术指标均适合整个工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。测试是在 $V_S = \pm 6\text{V}$ ， $V_{CM} = 0\text{V}$ ，脉冲功率下进行的，除非另外注明。(注9)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
SR	转换速率	$A_V = -10$ (注6)	133 110	200		$\text{V}/\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$
	满功率带宽	4V 峰值 (注7)		8		MHz
GBW	增益带宽	$f = 1\text{MHz}$		700		MHz
t_r, t_f	上升时间，下降时间	$A_V = 10$ ，0.1V 的 10% 至 90%， $R_L = 100\Omega$		4		ns
	过冲	$A_V = 10$ ，0.1V， $R_L = 100\Omega$		1		%
	传播延迟	$A_V = 10$ ，50% V_{IN} 至 50% V_{OUT} ，0.1V， $R_L = 100\Omega$		2.5		ns
t_s	建立时间	6V 阶跃，0.1%		50		ns
	谐波失真	HD2， $A_V = 10$ ，2-p-p， $f = 1\text{MHz}$ ， $R_L = 100\Omega/25\Omega$ HD3， $A_V = 10$ ，2-p-p， $f = 1\text{MHz}$ ， $R_L = 100\Omega/25\Omega$		-75/-63 -85/-71		dBc dBc
IMD	互调失真	$A_V = 10$ ， $f = 0.9\text{MHz}$ ，1MHz，14dBm， $R_L = 100\Omega/25\Omega$		-81/-80		dBc
R_{OUT}	输出电阻	$A_V = 10$ ， $f = 1\text{MHz}$		0.1		Ω
	通道分离	$V_{OUT} = \pm 4\text{V}$ ， $R_L = 25\Omega$	82 80	92		dB dB
I_S	电源电流	每个放大器所需的电源电流		7	8.25 8.50	mA mA

凡标注●表示技术指标均适合整个工作温度范围，否则仅指在环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。测试是在 $V_S = \pm 2.5\text{V}$ ， $V_{CM} = 0\text{V}$ ，脉冲功率下进行的，除非另外注明。(注9)

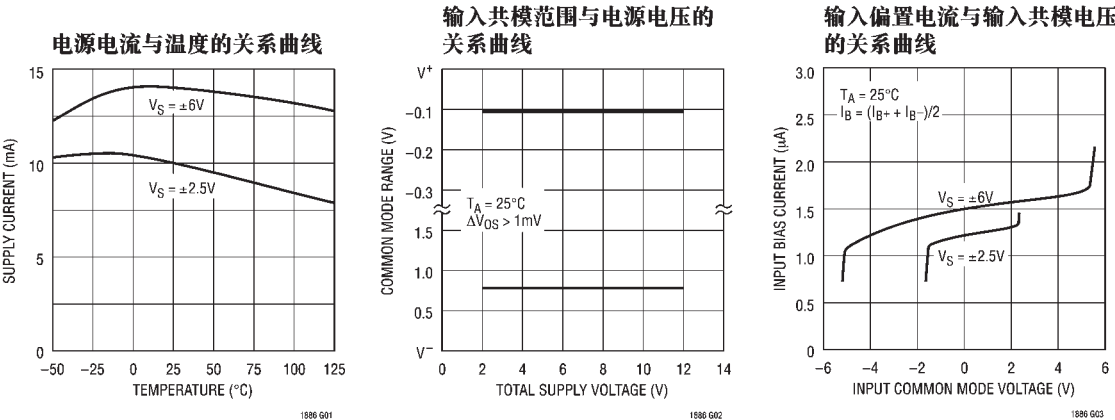
符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{OS}	输入失调电压	(注5)		1.5	5	mV
	输入失调电压漂移	(注8)		5	17	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	输入失调电流			100	350 550	nA nA
I_B	输入偏置电流			1.2	3.5 5.5	μA μA
e_n	输入噪声电压	$f = 10\text{kHz}$		6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	输入噪声电流	$f = 10\text{kHz}$		2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{IN}	输入电阻	$V_{CM} = \pm 1\text{V}$ 差分输入	10	20 50		M Ω k Ω
C_{IN}	输入电容			2		pF
	输入电压范围 (正)		1	2.4		V
	输入电压范围 (负)			-1.7	-1	V
CMRR	共模抑制比	$V_{CM} = \pm 1\text{V}$	75	91		dB
A_{VOL}	大信号电压增益	$V_{OUT} = \pm 1\text{V}$ ， $R_L = 100\Omega$	5.0 4.5	10		V/mV V/mV
		$V_{OUT} = \pm 1\text{V}$ ， $R_L = 25\Omega$	4.5 4.0	10		V/mV V/mV
V_{OUT}	输出摆幅	$R_L = 100\Omega$ ，10mV过驱动	1.50 1.40	1.65		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
		$R_L = 25\Omega$ ，10mV过驱动	1.35 1.25	1.50		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$
		$I_{OUT} = 200\text{mA}$ ，10mV过驱动	0.87 0.80	1		$\pm\text{V}$ $\pm\text{V}$

电 特 性 凡标注●表示技术指标均适合整个工作温度范围，否则仅指在环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。测试是在 $V_S = \pm 2.5\text{V}$ ， $V_{CM} = 0\text{V}$ ，脉冲功率下进行的，除非另外注明。(注9)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{SC}	短路电流（发出电流）	(注3)		600		mA
	短路电流（吸收电流）			400		
SR	转换速率	$A_V = -10$ (注6)	66 60	100		V/ μs V/ μs
	满功率带宽					
GBW	增益带宽	$f = 1\text{MHz}$		530		MHz
	上升时间，下降时间					
t_r, t_f	过冲	$A_V = 10, 0.1\text{V}, R_L = 100\Omega$		7		ns
	传播延迟					
	谐波失真	$HD2, A_V = 10, 2V_{p-p}, f = 1\text{MHz}, R_L = 100\Omega/25\Omega$ $HD3, A_V = 10, 2V_{p-p}, f = 1\text{MHz}, R_L = 100\Omega/25\Omega$		-75/-64 -80/-66		dBc dBc
	互调失真					
IMD	输出电阻	$A_V = 10, f = 1\text{MHz}$	82 80	92		Ω dB dB
R_{OUT}	通道隔离	$V_{OUT} = \pm 1\text{V}, R_L = 25\Omega$				
I_S	电源电流	每个放大器所需的电源电流	5	5.75 6.25		mA mA

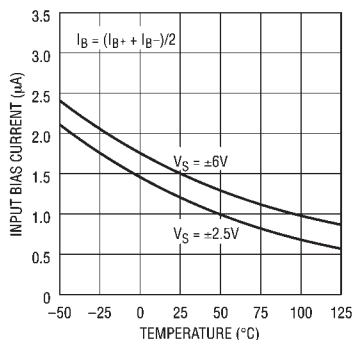
- 注1：绝对最大额定值是指超过该值便可能损害器件的寿命。
- 注2：输入受背对背二极管保护。若差动输入电压超过0.7V，输入电流应限制到小于10mA。
- 注3：为了使结温维持低于绝对最高温度，需要使用散热器。
- 注4：热阻根据与器件相连的PCB板铜铂面积变化。 θ_{JA} 是在双面2盎司铜铂面积为2500mm²条件下规定的。
- 注5：输入失调电压不包括预热漂移。
- 注6：转换速率是在 $\pm 6\text{V}$ 电源及 $\pm 4\text{V}$ 输出时，在 $\pm 2\text{V}$ 之间测得的；而在 $\pm 2.5\text{V}$ 电源及 $\pm 1.5\text{V}$ 输出时，则是在 $\pm 1\text{V}$ 之间测得。
- 注7：满功率带宽由转换速率按下式计算：
 $FPBW = SR/2\pi V_p$
- 注8：这个参数不是100%测试。
- 注9：LT1886C保证在 0°C 至 70°C 温度范围能满足规定的性能指标。虽然LT1886C在设计、鉴定和预测中可以满足 -40°C 至 85°C 温度范围中规定的性能，但并未在此温度范围进行测试或质量保证(QA)抽样。有关工业级器件的详细信息，请咨询凌特公司。
- 注10：LT1886C保证能在 -40°C 至 85°C 工作温度范围内正常工作。

典型性能特征

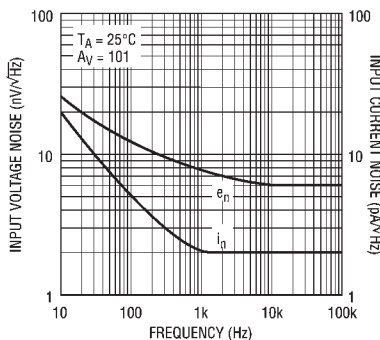


典型性能特征

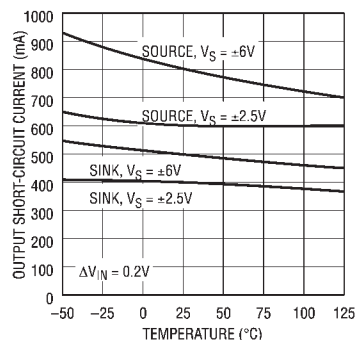
输入偏置电流与温度的关系曲线



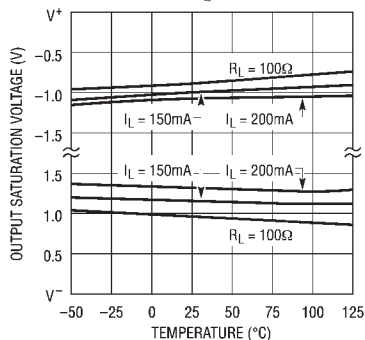
输入噪声谱密度



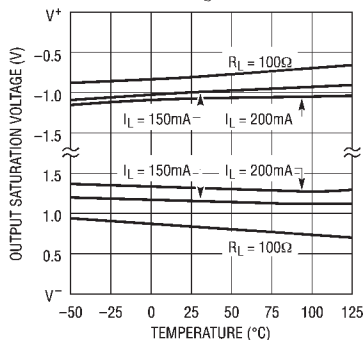
输出短路电流与温度的关系曲线



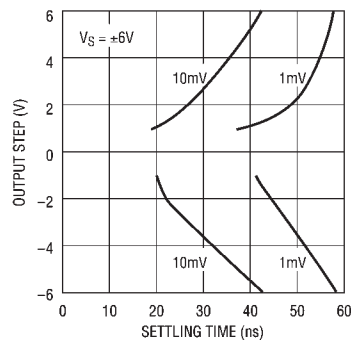
输出饱和电压与温度的关系曲线, $V_S = \pm 6V$



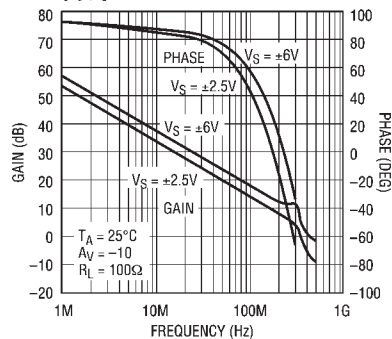
输出饱和电压与温度的关系曲线, $V_S = \pm 2.5V$



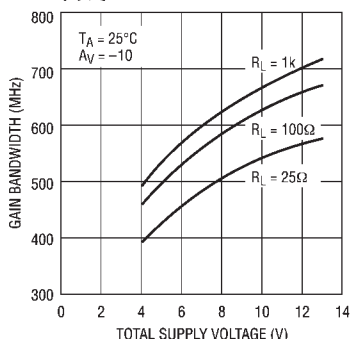
建立时间与输出阶跃电压的关系曲线



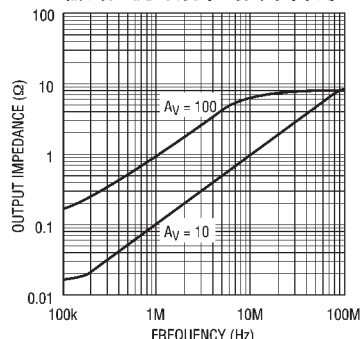
增益和相位与频率的关系曲线



增益带宽与电源电压的关系曲线

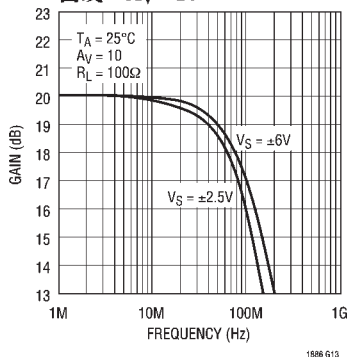


输出阻抗与频率的关系曲线

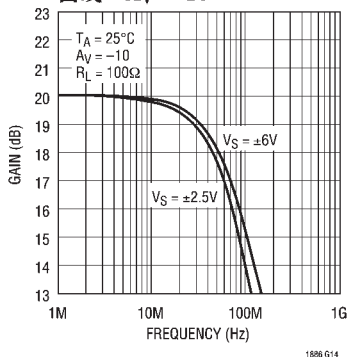


典型性能特征

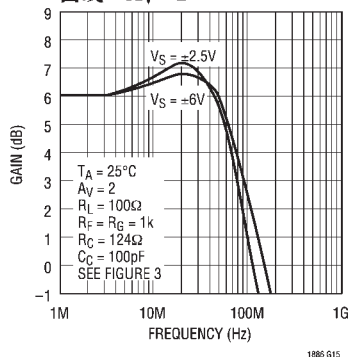
频率响应与电源电压的关系
曲线, $A_V = 10$



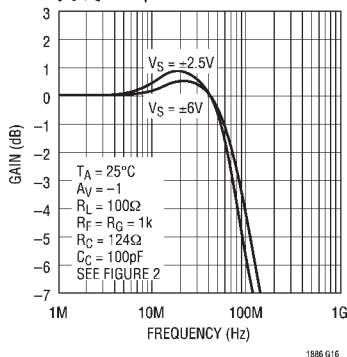
频率响应与电源电压的关系
曲线, $A_V = -10$



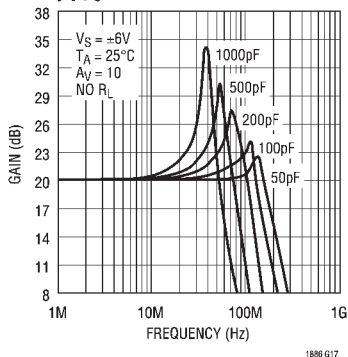
频率响应与电源电压的关系
曲线, $A_V = 2$



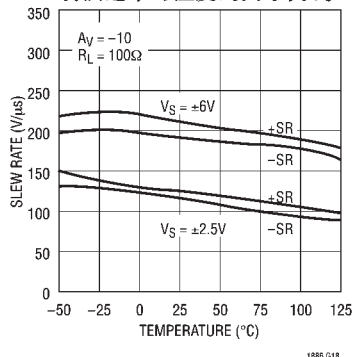
频率响应与电源电压的关系
曲线, $A_V = -1$



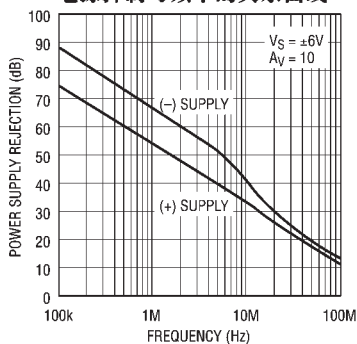
频率响应与容性负载的关系
曲线



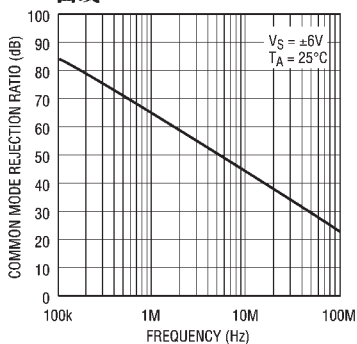
转换速率与温度的关系曲线



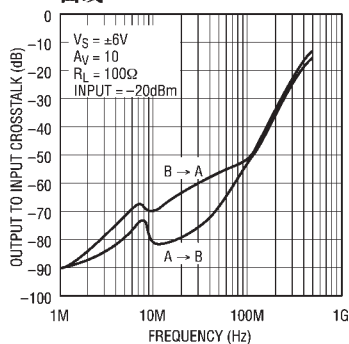
电源抑制与频率的关系曲线



共模抑制比与频率的关系
曲线

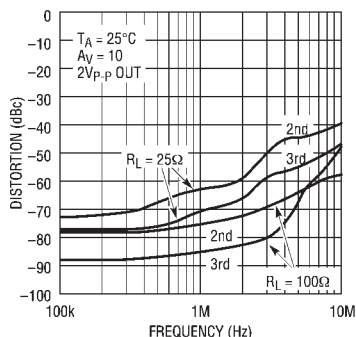


放大器串扰与频率的关系
曲线



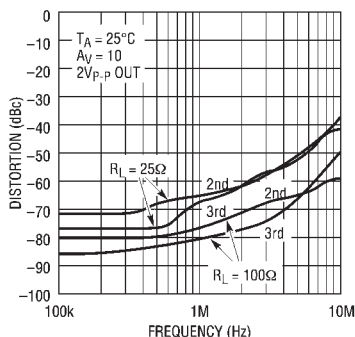
典型性能特征

谐波失真与频率的关系曲线，
 $A_V = 10$ ， $V_S = \pm 6V$



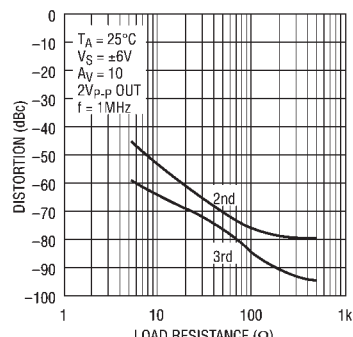
1886 G22

谐波失真与频率的关系曲线，
 $A_V = 10$ ， $V_S = \pm 2.5V$



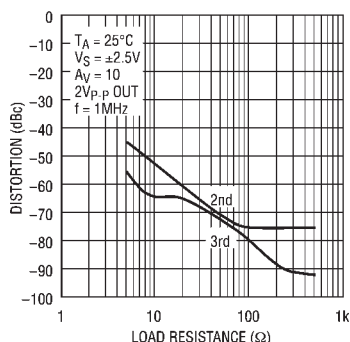
1886 G23

谐波失真与阻性负载的关系
曲线



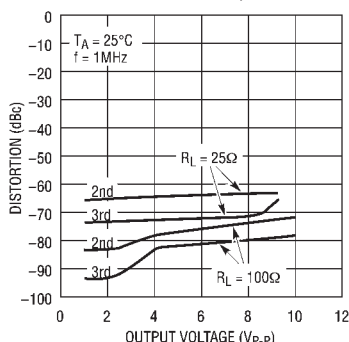
1886 G24

谐波失真与阻性负载的关系
曲线



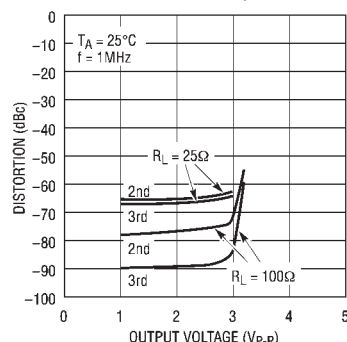
1886 G25

谐波失真与输出摆幅的关系
曲线， $A_V = 10$ ， $V_S = \pm 6V$



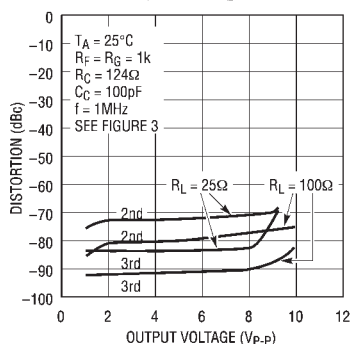
1886 G26

谐波失真与输出摆幅的关系
曲线， $A_V = 10$ ， $V_S = \pm 2.5V$



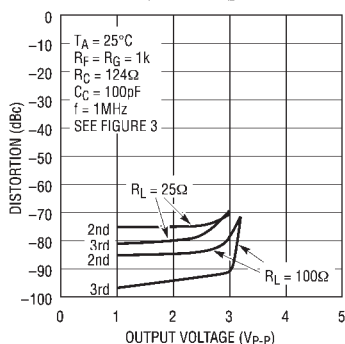
1886 G27

谐波失真与输出摆幅的关系
曲线， $A_V = 2$ ， $V_S = \pm 6V$



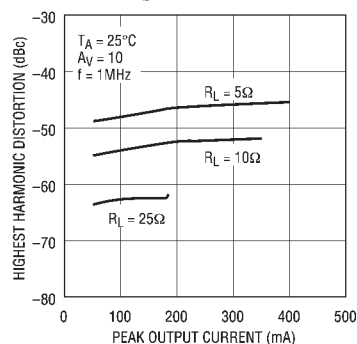
1886 G28

谐波失真与输出摆幅的关系
曲线， $A_V = 2$ ， $V_S = \pm 2.5V$



1886 G29

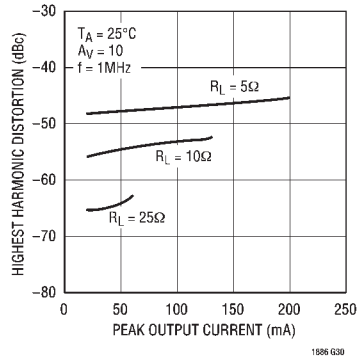
谐波失真与输出电流的关系
曲线， $V_S = \pm 6V$



1886 G30

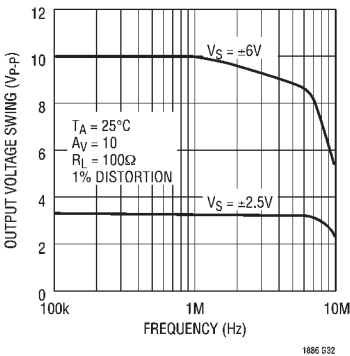
典型性能特征

谐波失真与输出电流的关系
曲线， $V_S = \pm 2.5V$



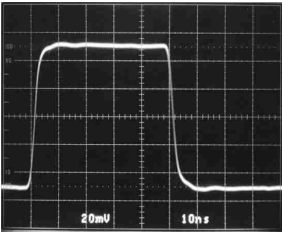
1886 G30

无失真输出摆幅与频率的关系曲线



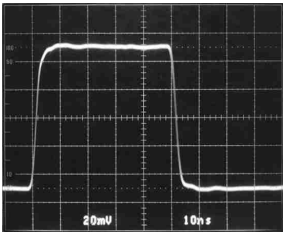
1886 G32

小信号瞬态响应， $A_V = 10$



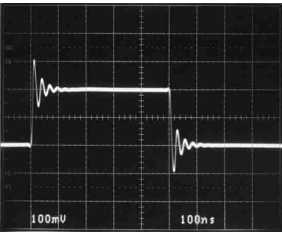
1886 G33

小信号瞬态响应， $A_V = -10$



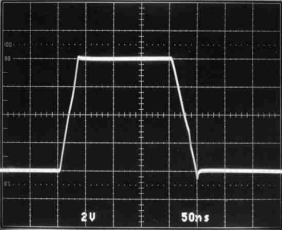
1886 G34

小信号瞬态响应， $A_V = 10$ ， $C_L = 1000pF$



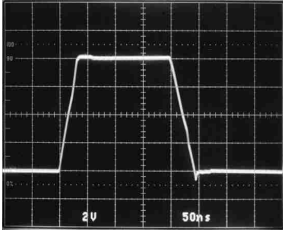
1886 G35

大信号瞬态响应， $A_V = 10$



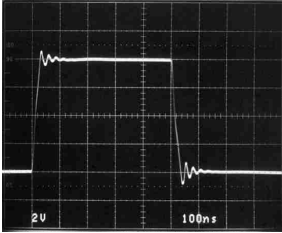
1886 G36

大信号瞬态响应， $A_V = -10$



1886 G37

大信号瞬态响应， $A_V = 10$ ， $C_L = 1000pF$



1886 G38

应用信息

输入考虑

LT1886的输入是一种受背对背二极管保护的NPN差分对管（见简化原理图）。电路板上没有串联保护电阻器，从而会降低输入电压噪声。若输入端有大于0.7V的电压差，则应使用外接电阻（通常为反馈电阻器或源电阻器）将输入电流限制到小于10mA。每个输入端还有两个静电放电（ESD）箝位二极管——每个电源使用一个。若输入驱动电压超过电源电压，便可以通过外接电阻将电流限制到小于10mA。

LT1886是一种真正具有高阻抗输入和低输入偏置电流的运算放大器。输入失调电流是输入偏置电流的1/10。为了将由输入偏置电流引起的失调减少到最低限度，应使从两个输入端看上去的等效直流电阻相等。与电流反馈型放大器相比，尤其是源电阻较大时的电流反馈型放大器，低输入噪声电流能显著降低总噪声。

电路布线和无源元件

在使用增益带宽为700MHz的LT1886时，为了获得最佳性能，要求对一些细节给予重视，应采用接地面并选择短引线 and 射频 (RF) 性能优良的电源旁路电容器（例如：470pF 和 0.1 μF）。当主要应用的驱动电流很大时，则应使用等效串联电阻 (ESR) 小的电源旁路电容器 (1 μF 至 10 μF)。为使在大的驱动电流下有最佳失真性能，应在引脚4和8之间接入印制线长度尽可能短的电容器，这个电容器的最佳位置是放在PCB的背面。用该器件做成的DSL驱动器演示板 (DC304) 使用了Taiyo Yuden公司生产的10 μF陶瓷电容器 (TMK432BJ106MM)。

将反相输入端的反馈电阻和增益设置电阻并联起来与输入电容器相组合，以形成一个能引起峰值频率的极点，通常可以使用1kΩ或更小的反馈电阻器。

散热问题

LT1886的热增强型 θJA SO-8封装有一个与引脚

框架相连的熔丝V⁻引脚。这种散热连接提高了PCB板作为散热器的作用。PCB板上的铜铂对于在附著到V⁻引脚上的焊区与接地面或电源面间的热传导十分有效。铜板加固框架和金属化通孔对器件也起到了散热作用。表1列出几种不同电路板尺寸和铜铂面积的热阻。全部测量都是在不动的空气中对具有2盎司铜铂的3/32" FR-4型PCB板进行的。表中数据可用作估计热阻的大致参考。每项应用中的热阻都受其它元件相互作用以及PCB的尺寸和形状所影响。

表1：熔丝8引脚SO封装

铜板面积 (2盎司)		铜板的总面积	θJA
顶面	背面		
2500 mm ²	2500 mm ²	5000 mm ²	80°C/W
1000 mm ²	2500 mm ²	3500 mm ²	92°C/W
600 mm ²	2500 mm ²	3100 mm ²	96°C/W
180 mm ²	2500 mm ²	2680 mm ²	98°C/W
180 mm ²	1000 mm ²	1180 mm ²	112°C/W
180 mm ²	600 mm ²	780 mm ²	116°C/W
180 mm ²	300 mm ²	480 mm ²	118°C/W
180 mm ²	100 mm ²	280 mm ²	120°C/W
180 mm ²	0 mm ²	180 mm ²	122°C/W

结温计算

结温可由下式进行计算：

$T_J = (P_D)(\theta_{JA}) + T_A$

$T_J = \text{结温}$

$T_A = \text{环境温度}$

$P_D = \text{器件功耗}$

$\theta_{JA} = \text{热阻 (PN结与周围环境之间的热阻)}$

作为一个应用实例，我们来计算图1所示电路的结温，并假定环境温度为85°C。

该器件的功耗可以通过先测量电源电流，计算总功耗，然后减去负载的功耗这三个步骤来求出。

应用信息

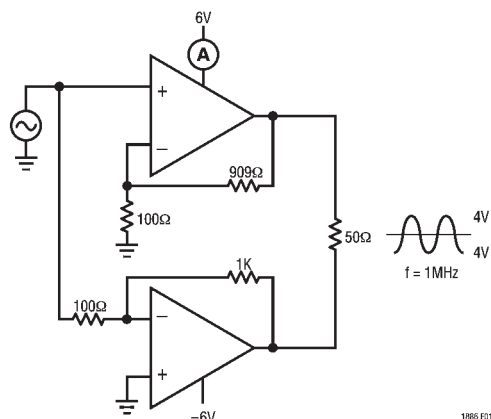


图1：散热计算实例

放大器的功耗为：

$$P_D = (63.5\text{mA})(12\text{V}) - (4\text{V}/\sqrt{2})^2/(50) = 0.6\text{W}$$

总封装功耗为0.6W。当使用顶层和低层2盎司铜铂的2500mm² PCB时，热阻为80°C/W。结温 T_J 为：

$$T_J = (0.6\text{W})(80^\circ\text{C/W}) + 85^\circ\text{C} = 133^\circ\text{C}$$

因为LT1886的最高结温为150°C，所以PCB的散热能力适合该项应用。

若PCB上的铜铂面积减小到180mm²，则热阻将增大到122°C/W，而结温变为：

$$T_J = (0.6\text{W})(122^\circ\text{C/W}) + 85^\circ\text{C} = 158^\circ\text{C}$$

此温度超过最高结温，表明PCB的散热能力不够，而应当予以增加。

容性负载

LT1886对1000pF容性负载能稳定工作。利用1000pF负载在增益为10的小信号响应波形图中表明有50%的过冲。利用1000pF负载的大信号响应波形图表明输出转换速率不受短路电流限制。频率响应与容性负载的典型关系曲线示出不同容性负载的峰值特性。

这种稳定性在直接驱动无意中末端接负载的同

轴电缆或双绞线的情况下是有用的。然而，为了获得最佳脉冲保真度，应与输出串联接入一个数值上等于同轴电缆或双绞线特性阻抗（例如：50Ω/75Ω/100Ω/135Ω）的终端电阻器。电缆或双绞线的另一端对地应接一个相同阻值的电阻器。

补偿

LT1886对于任何电源和阻性负载在增益等于或大于10时均能稳定工作。在较低增益时利用一个电阻器或一个电阻器加一个电容器可容易地进行补偿。图2表明对于反相增益，只要 R_C 和 R_G 并联组合且等于或小于 $R_F/9$ ，那么从反相结点到交流地之间的电阻器便能保证稳定工作。为使失真和直流输出失调最小，可以用一个串联电容器 C_C 来降低较低频噪声增益。为了将峰值降低到最低限度，由 R_C 和 C_C 形成的拐点频率应小于15MHz。在 $A_V = -1$ 时的频率响应与电源电压典型关系曲线图中，表明了对于12.8MHz 拐点频率的峰值小于1dB。

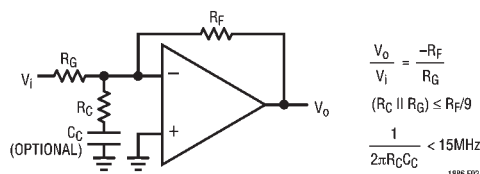


图2：对反相增益的补偿

图3示出在同相电路中的补偿。 R_C 、 C_C 网络的作用与反相情况相似。由于网络具有自举作用，所以输入阻抗未降低。该网络也可放在反相输入与交流之间。

图4示出同相电路的另一种补偿方法。该电路在低频处的增益为1，而在高频处的增益为 $1 + R_F/R_G$ 。直流输出失调降低了10倍。图3和图4的方法可以如图5所示方法组合使用。在低频处增益为1，在中间频带为 $1 + R_F/R_G$ ，而为了稳定，在高频处增益应等于或大于10。

应用信息

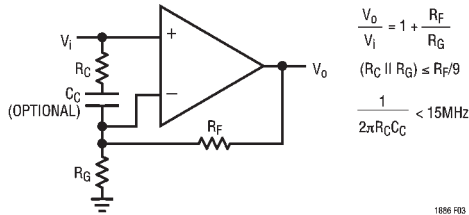


图3：对同相增益的补偿

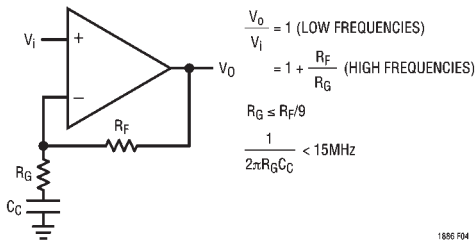


图4：另外一种同相增益补偿

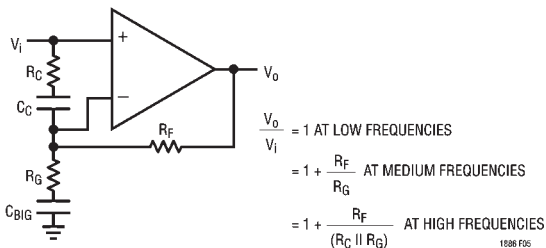


图5：组合补偿

输出负载

LT1886输出级的带宽很宽，且能提供和吸收大电流。电抗负载即使用反终端 (back-termination) 电阻器 (R_{BT}) 进行隔离，仍可能在数百MHz的频带上产生振铃。为此，任何设计都应对多种输出条件作出评估。为了降低抵抗负载的影响，由跨接在负载上的串联RC组成的任选缓冲网络能提供高频阻性负载。另一种选择是对加到负载上的驱动信号滤波。若使用反终端电阻器，则在此负载上对地接一个电容器

便可以消除振铃。

线路驱动反终端

图6示出了电缆或传输线反终端的标准方法。电缆/传输线以其特性阻抗 (50Ω , 75Ω , 100Ω , 135Ω 等) 端接。为了使输出信号有最大的脉冲保真度，并且在全双工应用中端接输入信号传输线，应使用等于特性阻抗的反终端电阻器。这种方法有三个主要缺点；第一，负载和反终端电阻器中的功耗相等，所以放大器提供的一半功率散在这种终端电阻器上；第二，信号被一分为二，所以放大器的增益必须加倍，以便对负载有相同的总增益，增益的增加将提高噪声并减小带宽 (还可能增大失真)；第三，放大器的输出摆幅加倍，对于给定的电源电压，这可能限制向负载提供功率。

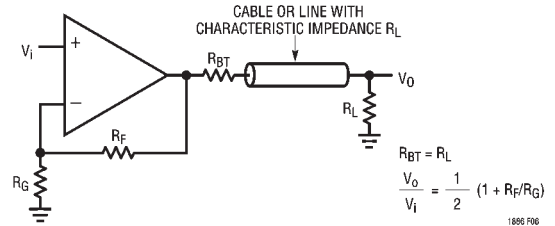


图6：标准电缆/线路反终端连接

图7示出反终端连接的另一种方法。因为正反馈增加有效反终端电阻，所以 R_{BT} 可以减少 n 倍。为了分析该电路，首先使输入接地。由于 $R_{BT} = R_L/n$ 并假定 $R_{P2} \gg R_L$ 时，要求：

$$V_a = V_o (1 - 1/n), \text{ 以将 } R_{BT} \text{ 的有效值增大 } n \text{ 倍。}$$

$$V_p = V_o (1 - 1/n) / (1 + R_F/R_G)$$

$$V_o = V_p (1 + R_{P2}/R_{P1})$$

消去 V_p ，便得到下式：

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

例如，将 R_{BT} 减小到倍数 $n = 4$ 以及放大器增益

应用信息

$(1 + R_F/R_G) = 10$ ，要求 $R_{P2}/R_{P1} = 12.3$ 。

可以看出，总增益得到增加：

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

图8中示出了利用正反馈来降低反终端的一个更简单的方法。在这种情况下，驱动器被差分激励并提供互补输出。将输入端接地时，由 $-V_o$ 与 V_a 之比可以得知反相增益为 $-R_F/R_P$

$$V_a = V_o (R_F/R_P)$$

假定 $R_P \gg R_L$ 时，我们要求

$$V_a = V_o (1 - 1/n)$$

解出

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

因此，为了使反终端电阻减少3倍，应选择 $R_F/R_P = 2/3$ 。可以看出，这时总增益增大到

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

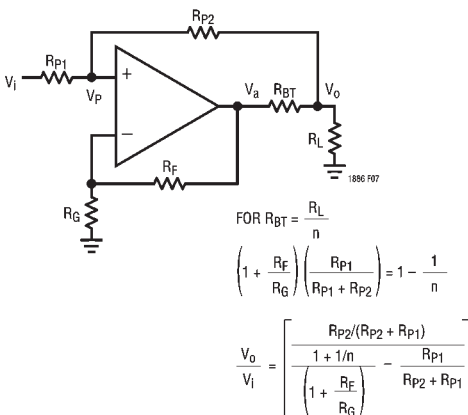


图7：利用正反馈的反终端连接

对ADSL驱动器的要求

LT1886是ADSL上游（CPE）调制解调器的理想选择。其主要优点是： $\pm 200\text{mA}$ 输出驱动，在最坏情况下仅1.7V的总电源电压储备，宽频带有助于获得低失真，每个放大器7mA的低静态电源电流，体积小，采用热增强型SO-8封装。

ADSL远端驱动器必须向100 Ω 线路提供13dBm (20mW) 的平均功率。这相对于对线路提供1.41 V_{RMS} 的电压。DMT-ADSL具有5.33峰值均值比意味着可以向线路提供7.53V的电压峰值。利用差分驱动电路以及与标准反终端的变压器耦合时，1:2的变压比非常适合。这一点连同失真性能与200kHz线路电压的关系曲线已在这份活页资料的第1页上示出，它们均超出了ADSL提出的要求。应当注意，对加到线路上高达16 $V_{\text{P-P}}$ 的所有摆幅，失真均优于-73dBc。从差分输入到线路电压，电路的增益为10。利用图5中的补偿技术，很容易实现较低的增益。表2列出对这个标准电路的驱动要求。

上述设计是台式设备的优良选择，功耗通常为550mW。对于便携式设备，利用图9所示正反馈来减小反终端电阻，可以节省功率。该电路的总增益也为10，但功耗却减少到350mW，比前面的设计节省了36%。应当指出，减小反终端电阻还允许使用1:1的变压比。

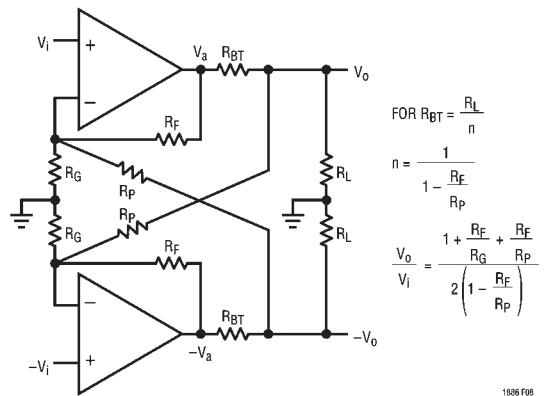


图8：利用差分正反馈的反终端连接

应用信息

表2：ADSL上游驱动器设计

	标准设计	低功耗设计
线路阻抗	100Ω	100Ω
线路功率	13dBm	13dBm
峰值均值比	5.33	5.33
变压器匝数比	2	1
反射阻抗	25Ω	100Ω
反终端电阻器	12.5Ω	8.35Ω
变压器插入损耗	1dB	0.5dB
平均放大器摆幅	0.79VRMS	0.87VRMS
平均放大器电流	31.7mARMS	15mARMS
峰值放大器摆幅	4.21V峰值	4.65V峰值
峰值放大器电流	169mA峰值	80mA峰值
总平均功耗	550mW	350mW
电源电压	12V单电源	12V单电源

表2对两种方法做了比较。似乎低功耗设计是更明智的选择，但对存在的系统问题需要进一步考虑。除了对传输线进行驱动之外，放大器还同时从线路处接收到的信号提供反终端。为了抑制驱动信号，可以采用图10中所示的接收器电路。利用信号的差分特性，接收器可以去掉起动信号，而对接收信号进行放大。这种方法非常适合于标准反终端使用。若反终端电阻由正反馈减小，则一部分接收信号还会出现在放大器的输出端。结果是接收信号被

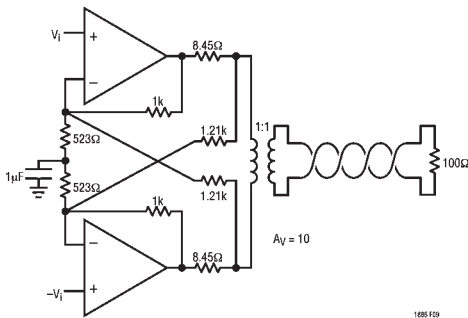


图9：节省功耗的ADSL调制解调器驱动器

衰减的量与反终端电阻器的减少量相同。考虑到不同的变压器匝数比时，低功耗设计的接收信号将是标准设计接收信号的1/3。减少的信号会牵涉到系统中接收器的灵敏度。功耗降低对给定设计也许是一个可接受的系统折衷。

演示板

为了对线路驱动器/接收器设计提供一个多用途平台，已制作出演示板 DC304 (见图11 示出的完整电路图)。该演示板既可用于单电源设计，也可通过利用跨接片1—4的双电源设计。LT1886是针对差分、同相增益为3的电路而制作的。每个放大器按图5所示进行配置，以便获得最大灵活性。该放大器通过可选正反馈来减小反终端电阻器对1：2变压器进行驱动。变压器的次级利用跨接片5可以与初级隔离。

该演示板还包括一个利用 LT1813 (100MHz，750V/μs双运算放大器) 的差分接收器。该接收器从变压器次级产生的增益为2，驱动信号被抑制大约14dB。另一些任选元件包括滤波电容和变压器初级上的RC缓冲网络。

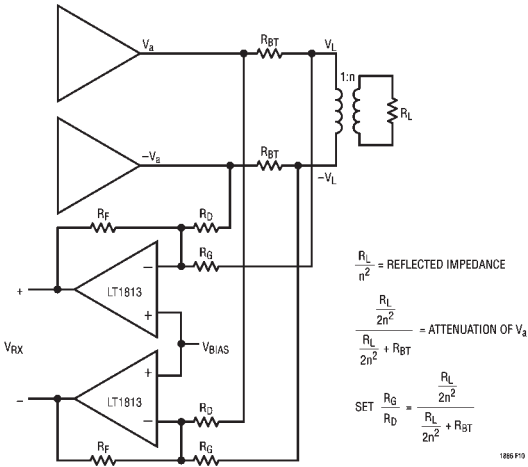


图10：接收器电路结构

应用信息

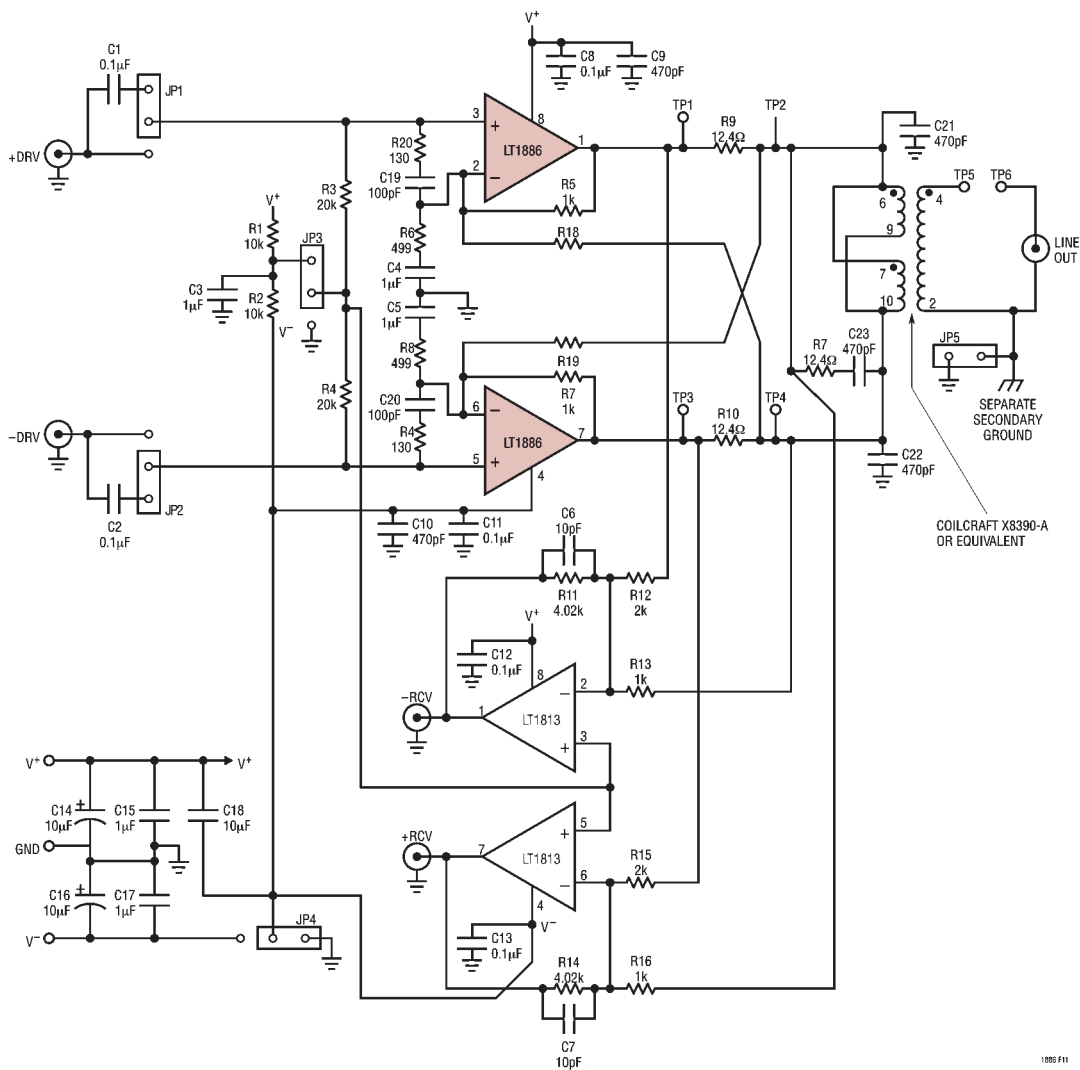
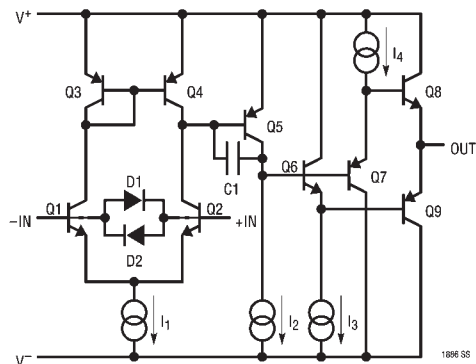


图 11 : LT1886 , LT1813 DSL演示板 (DC304)

简化原理图

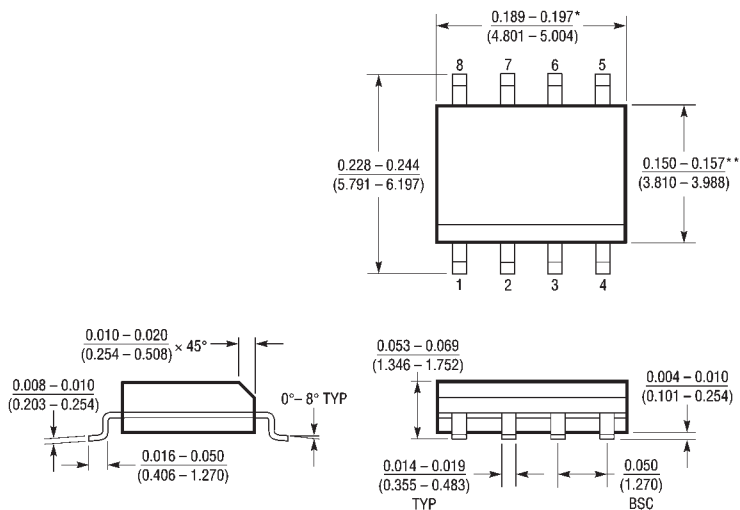


封装描述 除非另有说明，所有尺寸均以英寸(毫米) 为单位。

S8 封装

8引脚小外形塑料封装(窄0.150)

(LTC DWG # 05-08-1610)



注：

* 该尺寸不包含塑料飞边。每侧飞边不应超过 0.006" (0.152mm)。

** 该尺寸不包含内引脚毛刺。每侧内引脚毛刺不应超过 0.010" (0.254mm)。

SO8 1298

典型应用

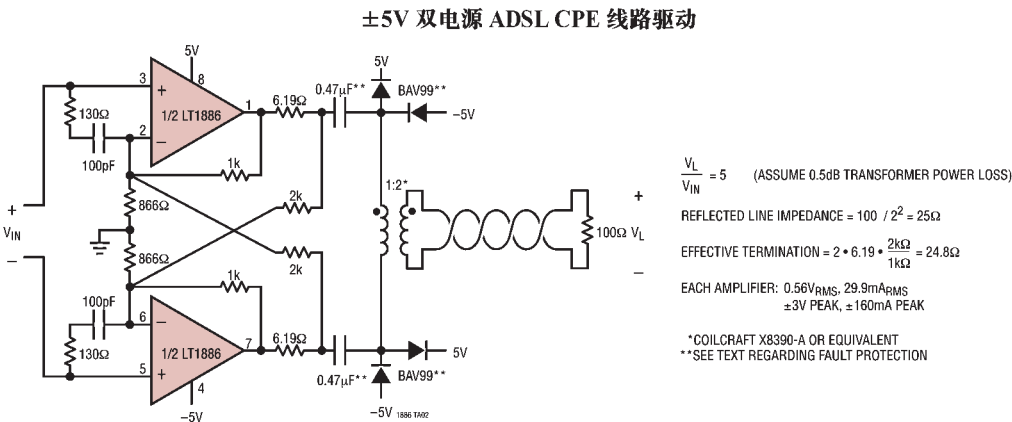
故障保护的考虑

基本的线路驱动器设计在两个放大器输出之间提供了一个直接的DC通道。无论是在故障条件下，还是在系统开启期间，在同相输入的不均衡DC偏置电势会在两个放大器输出之间引入一个DC差动电压。这种情况会强制数量可观的电流 (如500mA或以上) 流动，因为其仅受低值反终端电阻和初级变压器DC电阻的限制。该大电流可能导致电源电压显著下降，从而影响整个系统的性能。如果这种情况不加管制，大DC电流会使LT1886加热并至毁坏。

若采用DC阻塞电容器将信号AC耦合进变压器，则可消除DC电流在任何情况下流动的可能性。这些电容器体积应当足够大，这样才不会损害数据传输所需要的频率响应特性。

另外一个需要考虑的重要故障一定与出现在电话线上的高速瞬态高压 (如闪电) 有关。TranZorbs™ 压敏电阻器和其它瞬态保护器件经常用来吸收瞬态能量，但在完成这项功能的同时，它们自身也会造成快速瞬态电压，该电压会通过变压器耦合到线路驱动器的输出端。几百伏的瞬态信号会出现在变压器的初级线圈上，并且电流流进仅受反终端电阻限制的驱动器输出端。当LT1886可将供电轨箝位在输出引脚端的同时，它们不会足够大去处理重要的瞬态能量。每一个变压器初级末端的外部箝位二极管 (如BAV99) 有助于把这些破坏性的瞬态能量分流出放大器的输出端。

TranZorb 是 General Instruments, GSI 的注册商标。



相关器件

型号	描述	说明
LT1207	250mA、60MHz电流反馈双放大器	停机/电流调节功能
LT1361	50MHz、800V/μs双运算放大器	±15V工作电压, 1mV V _{OS} , 1μA I _B
LT1391	400MHz、800V/μs电流反馈双放大器	4.6mA 电源电流调节, 80mA I _{OUT}
LT1497	125mA、50MHz电流反馈双放大器	900V/μs转换速率
LT1795	500mA、50MHz电流反馈双放大器	停机/电流调节功能, ADSL CO 驱动器
LT1813	100MHz、750V/μs, 8nV/√Hz 运算放大器	低噪声、低功率差分接收器