

高温 1.0A、35MHz 電流帰還アンプ

特長

- 超高温動作: $-40^{\circ}\text{C} \sim 175^{\circ}\text{C}$
- 最小出力駆動電流: 1.0A
- 帯域幅: 35MHz ($A_V = 2, R_L = 10\Omega$)
- スルーレート: $900\text{V}/\mu\text{s}$ ($A_V = 2, R_L = 10\Omega$)
- 高入力インピーダンス: $10\text{M}\Omega$
- 広い電源電圧範囲: $\pm 5\text{V} \sim \pm 15\text{V}$
- シャットダウン・モード: $I_S < 200\mu\text{A}$
- 調整可能な電源電流
- $C_L = 10,000\text{pF}$ で安定
- ダイの状態での供給可能
- 熱特性が改善された 16 ピン TSSOP パッケージで供給

アプリケーション

- ダウンホール掘削機および計測器
- 重工業製品
- 航空電子工学機器
- 高温環境
- ケーブル・ドライバ
- バッファ
- テスト装置用アンプ
- ビデオ・アンプ
- ADSL ドライバ

概要

LT[®]1210X は、出力電流供給能力が高く大信号特性が優れた電流帰還アンプです。高いスルーレート、1.0A の出力駆動電流、および $\pm 15\text{V}$ 動作の組み合わせにより、1MHz \sim 2MHz の周波数範囲で大電力を供給することができます。短絡保護回路により、デバイスの耐久性が保証されます。LT1210X は大きな容量性負荷で安定しており、容量性負荷の接続によって要求される大電流を容易に供給することができます。シャットダウン機能により、デバイスは高インピーダンスの低電源電流モードに切り替わるので、デバイスを使用していない場合の消費電力が減少します。帯域幅の低いアプリケーションでは、1本の外付け抵抗で電源電流を低減することができます。

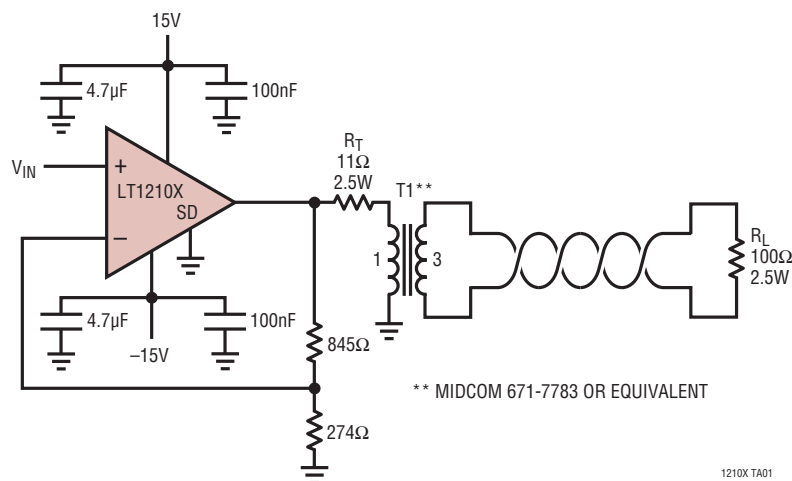
LT1210X は、リニアテクノロジーが提示した増大する一連の高温認定製品の1つです。高温製品の全品種については、弊社 Web サイト www.linear-tech.co.jp をご覧ください。

LT1210X は、熱特性が改善された TSSOP16-E パッケージで供給され、電源電圧範囲が $\pm 5\text{V} \sim \pm 15\text{V}$ での動作に対応します。また、LT1210X はダイの状態での供給することもできます。

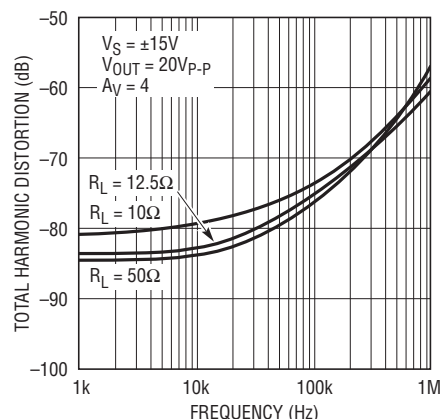
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、および Linear のロゴは、アナログ・デバイス社の登録商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

ツイスト・ペア線ドライバ



全高調波歪みと周波数



1210X TA01

1210X TA02

1210Xf

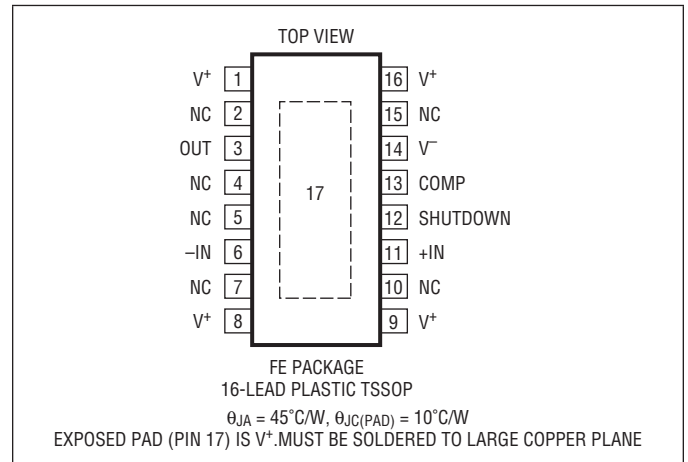
LT1210X

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧	±18V
入力電流	±15mA
出力短絡時間 (Note 2)	温度により制限
動作温度範囲	
LT1210X	−40°C~175°C
接合部温度	200°C
保存温度範囲	−65°C~200°C
リード温度 (半田付け、10 秒)	300°C

ピン配置



発注情報

チューブ	テープ・アンド・リール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LT1210XFE#PBF	LT1210XFE#TRPBF	1210XFE	16-Lead Plastic TSSOP	−40°C to 175°C

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープ・アンド・リールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。
一部のパッケージは、#TRMPBF 接尾部を付けることにより、指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

電気的特性

●は−40°C~175°Cの全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CM} = 0\text{V}$ 、 $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ 、パルス試験、 $V_{SD} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage			±3	±15 ±20	mV mV
	Input Offset Voltage Drift			10		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
I_{IN}^{+}	Noninverting Input Current			±2	±5 ±20	μA μA
I_{IN}^{-}	Inverting Input Current			±10	±60 ±100	μA μA
e_n	Input Noise Voltage Density	$f = 10\text{kHz}$, $R_F = 1\text{k}$, $R_G = 10\Omega$, $R_S = 0\Omega$		3.0		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$+i_n$	Input Noise Current Density	$f = 10\text{kHz}$, $R_F = 1\text{k}$, $R_G = 10\Omega$, $R_S = 10\text{k}$		2.0		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$-i_n$	Input Noise Current Density	$f = 10\text{kHz}$, $R_F = 1\text{k}$, $R_G = 10\Omega$, $R_S = 10\text{k}$		40		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{IN}	Input Resistance	$V_{IN} = \pm 12\text{V}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{IN} = \pm 2\text{V}$, $V_S = \pm 5\text{V}$	1.50 0.25	10 5		$\text{M}\Omega$ $\text{M}\Omega$
C_{IN}	Input Capacitance	$V_S = \pm 15\text{V}$		2		pF
	Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	±12 ±2	±13.5 ±3.5		V V

1210Xf

電気的特性

● は $-40^{\circ}\text{C} \sim 175^{\circ}\text{C}$ の全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CM} = 0\text{V}$ 、 $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ 、パルス試験、 $V_{SD} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	● 55	62		dB
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_{CM} = \pm 2\text{V}$	● 50	60		dB
	Inverting Input Current Common Mode Rejection	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	●	0.1	10	$\mu\text{A/V}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_{CM} = \pm 2\text{V}$	●	0.1	10	$\mu\text{A/V}$
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	● 60	77		dB
	Noninverting Input Current Power Supply Rejection	$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●	30	500	nA/V
		$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●	0.7	5	$\mu\text{A/V}$
A_V	Large-Signal Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L = 10\Omega$		55	71	dB
		$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 5.5\text{V}$, $R_L = 10\Omega$	● 45	68		dB
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 2\text{V}$, $R_L = 10\Omega$	● 55	68		dB
R_{OL}	Transresistance, $\Delta V_{OUT}/\Delta I_{IN}^-$	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L = 10\Omega$		100	260	k Ω
		$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 5.5\text{V}$, $R_L = 10\Omega$	● 24	200		k Ω
		$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 2\text{V}$, $R_L = 10\Omega$	● 75	200		k Ω
V_{OUT}	Maximum Output Voltage Swing	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\Omega$	● ± 10.0 ± 8.5	± 11.5		V V
		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 5\text{V}$, $R_L = 10\Omega$	● ± 2.5 ± 2.0	± 3.0		V V
I_{OUT}	Maximum Output Current	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 1\Omega$	● 1.0	2.0		A
I_S	Supply Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{SD} = 0\text{V}$	●	35	50 65	mA mA
	Supply Current, $R_{SD} = 51\text{k}$ (Note 3)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		15	30	mA
	Positive Supply Current, Shutdown	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{SD} = 15\text{V}$	●		200	μA
	Output Leakage Current, Shutdown	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{SD} = 15\text{V}$	●		10	μA
SR	Slew Rate (Note 4)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $A_V = 2$, $R_L = 400\Omega$ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $A_V = 2$, $R_L = 10\Omega$		400	900 900	V/ μs V/ μs
	Differential Gain (Note 5)	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_F = 750\Omega$, $R_G = 750\Omega$, $R_L = 15\Omega$		0.3		%
	Differential Phase (Note 5)	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_F = 750\Omega$, $R_G = 750\Omega$, $R_L = 15\Omega$		0.1		DEG
BW	Small-Signal Bandwidth	$A_V = 2$, $V_S = \pm 15\text{V}$, Peaking $\leq 1\text{dB}$, $R_F = R_G = 680\Omega$, $R_L = 100\Omega$		55		MHz
		$A_V = 2$, $V_S = \pm 15\text{V}$, Peaking $\leq 1\text{dB}$, $R_F = R_G = 576\Omega$, $R_L = 10\Omega$		35		MHz

Note 1: 「絶対最大定格」のセクションに記載された値を超えるストレスはデバイスに回復不可能な損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与えるおそれがある。

Note 2: 接合部温度を絶対最大定格より低く抑えるためにヒートシンクが必要な場合がある。グラウンドへの短絡のみ該当。 $\pm 10\text{V}$ を超える電源電圧で動作している場合、出力といずれかの電源の間を短絡すると、デバイスは永続的に損傷する可能性がある。

Note 3: シャットダウン・ピンとグラウンドの間に R_{SD} を接続する。

Note 4: スルーレートは、 $R_F = 1.5\text{k}$ 、 $R_G = 1.5\text{k}$ 、および $R_L = 400\Omega$ を使って、 $\pm 15\text{V}$ の電源でデバイスを動作させ、 $\pm 10\text{V}$ の出力信号の $\pm 5\text{V}$ で測定する。

Note 5: 出力レベルが 2V の NTSC コンポジット・ビデオ信号。

小信号帯域幅

$R_{SD} = 0\Omega$, $I_S = 30\text{mA}$, $V_S = \pm 5\text{V}$, ピーク $\leq 1\text{dB}$

A_V	R_L	R_F	R_G	-3dB BW (MHz)
-1	150	549	549	52.5
	30	590	590	39.7
	10	619	619	26.5
1	150	604	—	53.5
	30	649	—	39.7
	10	619	—	27.4
2	150	562	562	51.8
	30	590	590	38.8
	10	576	576	27.4
10	150	392	43.2	48.4
	30	383	42.2	40.3
	10	215	23.7	36.0

$R_{SD} = 0\Omega$, $I_S = 35\text{mA}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, ピーク $\leq 1\text{dB}$

A_V	R_L	R_F	R_G	-3dB BW (MHz)
-1	150	604	604	66.2
	30	649	649	48.4
	10	665	665	46.5
1	150	750	—	56.8
	30	866	—	35.4
	10	845	—	24.7
2	150	665	665	52.5
	30	715	715	38.9
	10	576	576	35.0
10	150	453	49.9	61.5
	30	432	47.5	43.1
	10	221	24.3	45.5

$R_{SD} = 7.5\text{k}$, $I_S = 15\text{mA}$, $V_S = \pm 5\text{V}$, ピーク $\leq 1\text{dB}$

A_V	R_L	R_F	R_G	-3dB BW (MHz)
-1	150	562	562	39.7
	30	619	619	28.9
	10	604	604	20.5
1	150	634	—	41.9
	30	681	—	29.7
	10	649	—	20.7
2	150	576	576	40.2
	30	604	604	29.6
	10	576	576	21.6
10	150	324	35.7	39.5
	30	324	35.7	32.3
	10	210	23.2	27.7

$R_{SD} = 47.5\text{k}$, $I_S = 18\text{mA}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, ピーク $\leq 1\text{dB}$

A_V	R_L	R_F	R_G	-3dB BW (MHz)
-1	150	619	619	47.8
	30	698	698	32.3
	10	698	698	22.2
1	150	732	—	51.4
	30	806	—	33.9
	10	768	—	22.5
2	150	634	634	48.4
	30	698	698	33.0
	10	681	681	22.5
10	150	348	38.3	46.8
	30	357	39.2	36.7
	10	205	22.6	31.3

$R_{SD} = 15\text{k}$, $I_S = 7.5\text{mA}$, $V_S = \pm 5\text{V}$, ピーク $\leq 1\text{dB}$

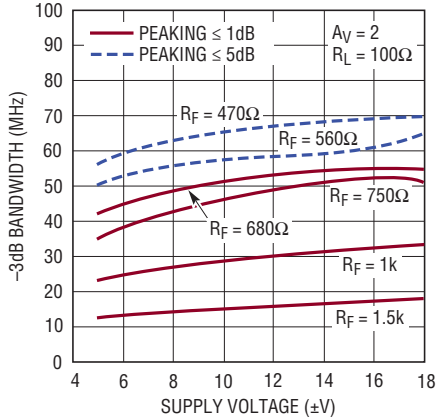
A_V	R_L	R_F	R_G	-3dB BW (MHz)
-1	150	536	536	28.2
	30	549	549	20.0
	10	464	464	15.0
1	150	619	—	28.6
	30	634	—	19.8
	10	511	—	14.9
2	150	536	536	28.3
	30	549	549	19.9
	10	412	412	15.7
10	150	150	16.5	31.5
	30	118	13.0	27.1
	10	100	11.0	19.4

$R_{SD} = 82.5\text{k}$, $I_S = 9\text{mA}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, ピーク $\leq 1\text{dB}$

A_V	R_L	R_F	R_G	-3dB BW (MHz)
-1	150	590	590	34.8
	30	649	649	22.5
	10	576	576	16.3
1	150	715	—	35.5
	30	768	—	22.5
	10	649	—	16.1
2	150	590	590	35.3
	30	665	665	22.5
	10	549	549	16.8
10	150	182	20.0	37.2
	30	182	20.0	28.9
	10	100	11.0	22.5

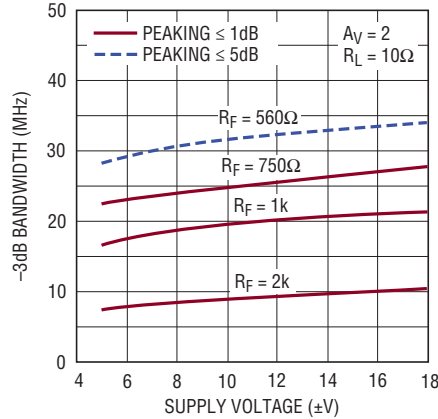
標準的性能特性

帯域幅と電源電圧



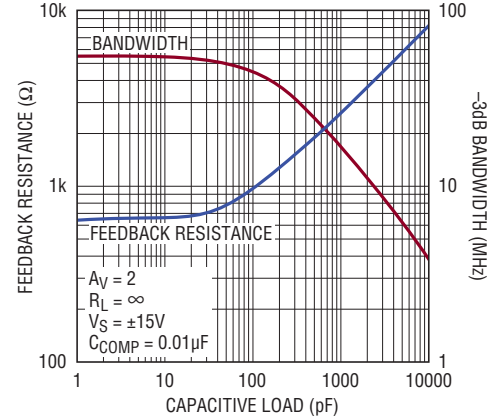
1210X G01

帯域幅と電源電圧



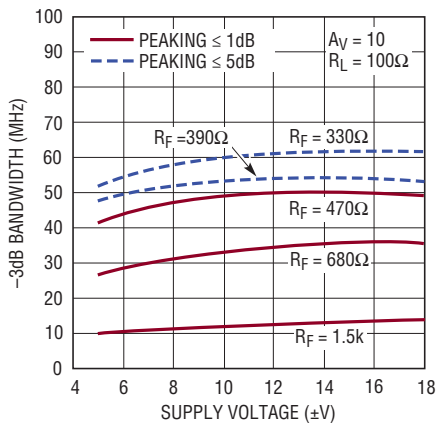
1210X G02

帯域幅および帰還抵抗と容量性負荷(ピーク ≤ 1dB)



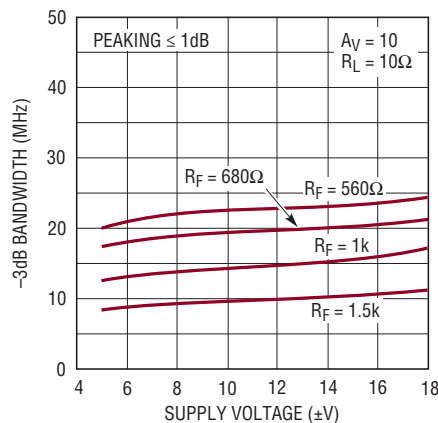
1210X G03

帯域幅と電源電圧



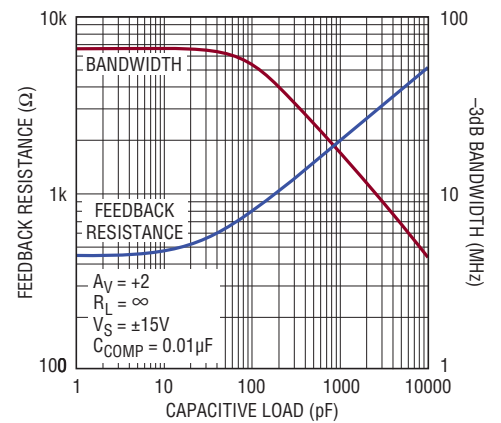
1210X G04

帯域幅と電源電圧



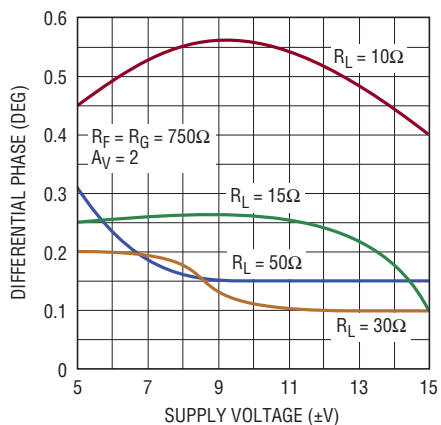
1210X G05

帯域幅および帰還抵抗と容量性負荷(ピーク ≤ 5dB)



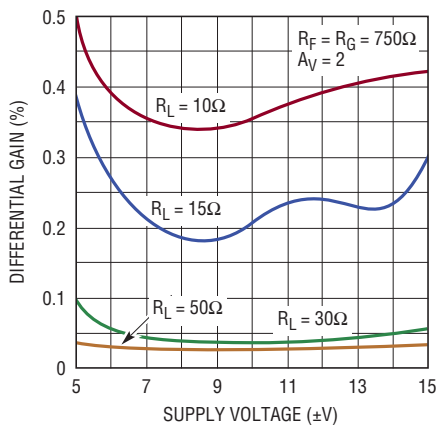
1210X G06

差動位相と電源電圧



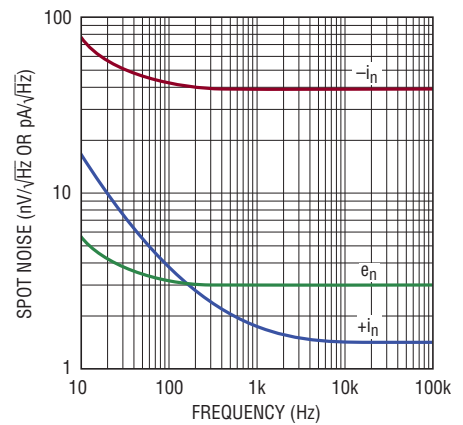
1210X G07

差動利得と電源電圧



1210X G08

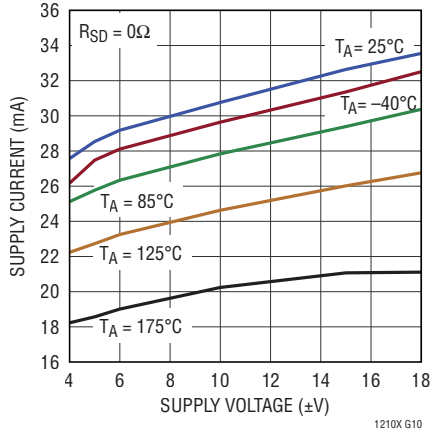
スポット・ノイズの電圧および電流と周波数



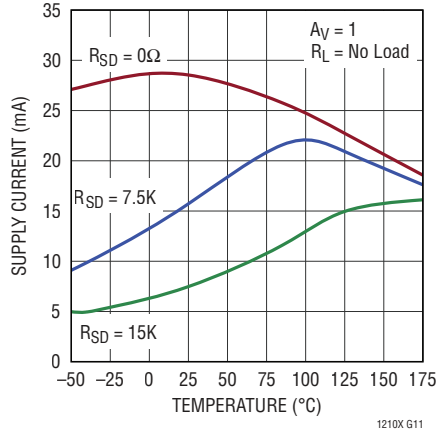
1210X G09

標準的性能特性

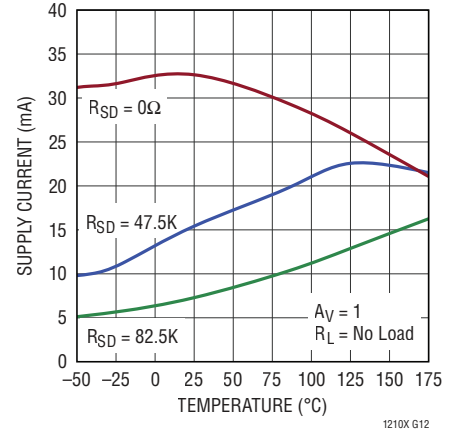
電源電流と電源電圧



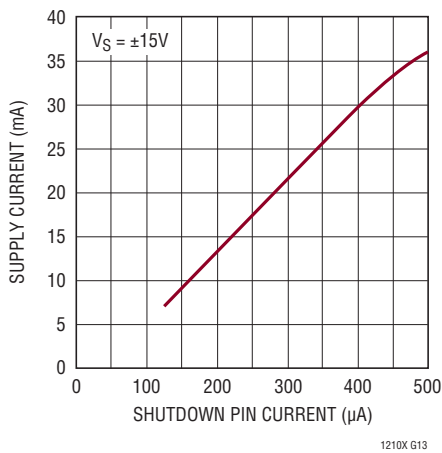
電源電流と周囲温度、 $V_S = \pm 5V$



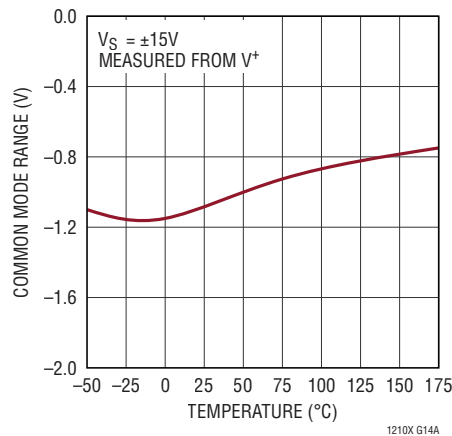
電源電流と周囲温度、 $V_S = \pm 15V$



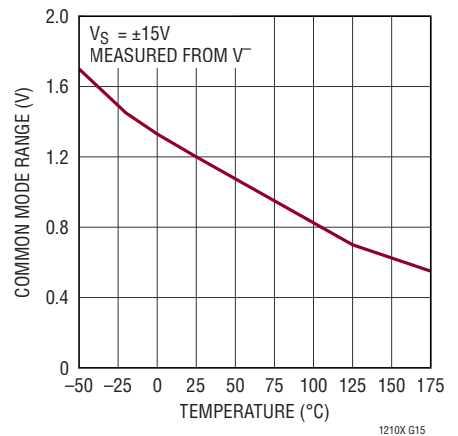
電源電流と
シャットダウン・ピンの電流



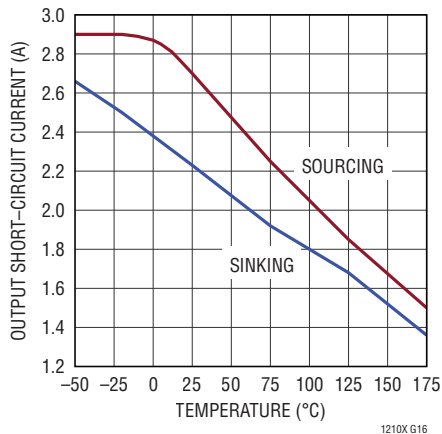
入力同相限界値“H”と接合部温度



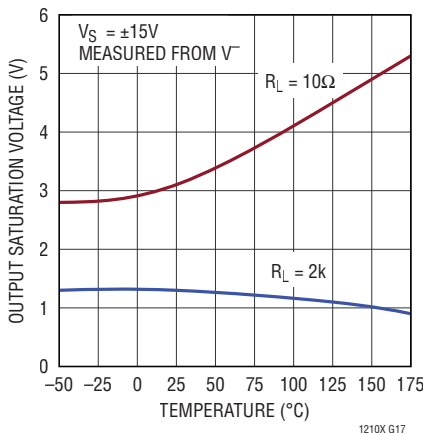
入力同相限界値“L”と接合部温度



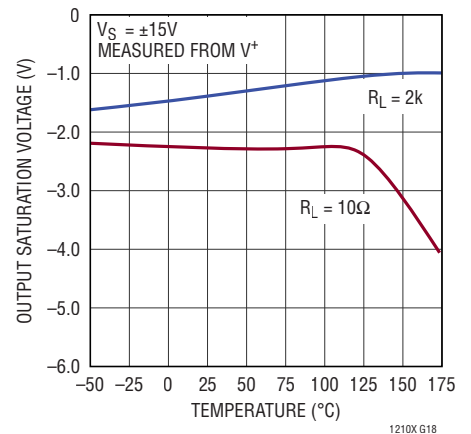
出力短絡電流と接合部温度



出力飽和電圧と接合部温度
(出力“L”)

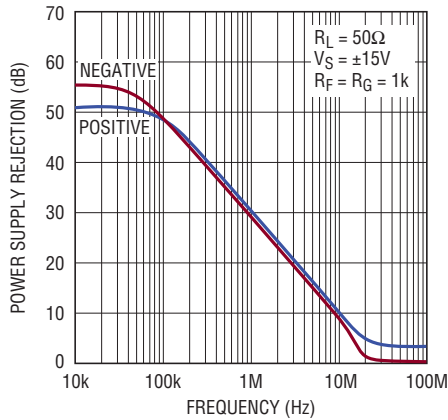


出力飽和電圧と接合部温度
(出力“H”)

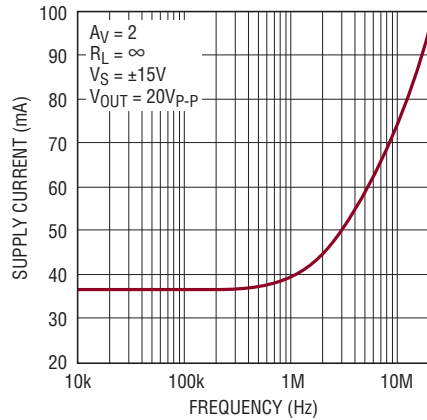


標準的性能特性

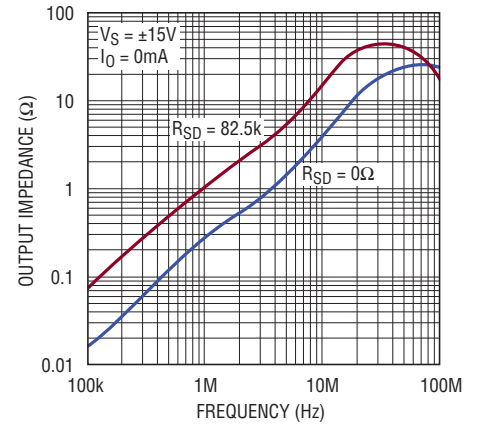
電源除去比と周波数



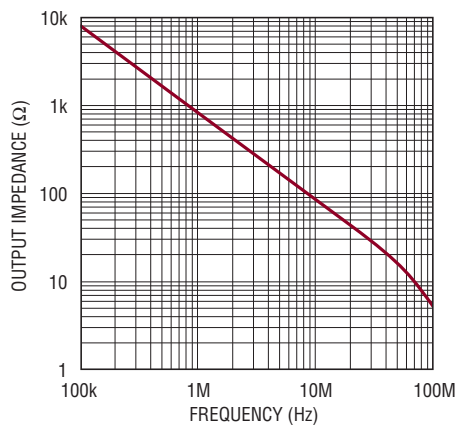
電流電源と大信号出力の周波数
(無負荷)



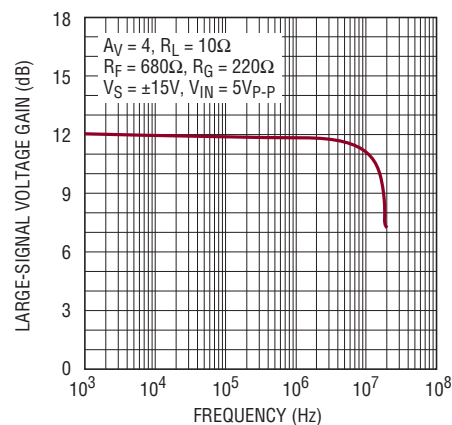
出力インピーダンスと周波数



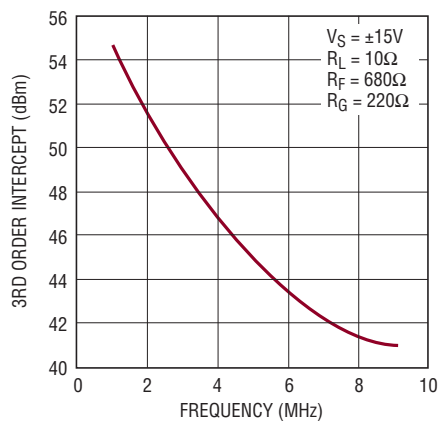
シャットダウン時の
出力インピーダンスと周波数



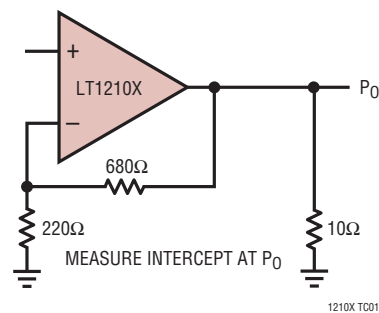
大信号電圧利得と周波数



3次インターセプト・ポイントと
周波数



3次インターセプト・ポイントの
テスト回路



ピン機能

V⁺ (ピン1、8、9、16、17) : 正の電源電圧。V⁺とV⁻は、 $10V \leq (V^+ - V^-) < 36V$ となるように選択する必要があります。

NC (ピン2、4、5、7、10、15) : 接続なし。これらのピンはフロート状態であり、内部接続はありません。

OUT (ピン3) : アンプの出力。出力は全温度範囲で最小1Aのソース電流/シンク電流を供給することができます。

-IN (ピン6) : アンプの反転入力。有効な入力電圧範囲は、 $\pm 15V$ の電源では $\pm 12V$ です。

+IN (ピン11) : アンプの非反転入力。有効な入力電圧範囲は、 $\pm 15V$ の電源では $\pm 12V$ です。

SHUTDOWN (ピン12) : シャットダウン機能を使用しない場合、SHUTDOWNピンはグランドまたはV⁻に接続する必要があります。

ます。SHUTDOWNピンを使用して、アンプのバイアス供給を遮断して静止電流を200 μ A未満に低減するか、または通常動作時の静止電流を制御することができます。詳細については、「アプリケーション情報」の「シャットダウン/電流設定」のセクションを参照してください。

COMP (ピン13) : 出力とCOMPピンの間に0.01 μ Fのコンデンサを追加すると、容量性負荷駆動時のピーキングが大幅に減少します。オプションの補償回路を切断するには、COMPピンを開放状態のままにします。詳細については、「アプリケーション情報」の「容量性負荷」のセクションを参照してください。

V⁻ (ピン14) : 負の電源電圧。V⁺とV⁻は、 $10V \leq (V^+ - V^-) < 36V$ となるように選択する必要があります。

アプリケーション情報

LT1210Xは、出力電流駆動能力が高い電流帰還アンプです。このデバイスは大きな容量性負荷で安定しており、容量性負荷の接続によって要求される大電流を容易に供給することができます。このアンプは、ケーブルなどの低インピーダンス負荷を駆動し、高い周波数のとき優れた直線性を示します。

帰還抵抗の選択

帰還抵抗の最適値は、デバイスの動作条件、負荷インピーダンス、および目的の応答平坦度の関数です。さまざまな抵抗性負荷および動作条件に対してピークが1dB未満になる抵抗値を標準的AC性能の表に示します。このレベルの平坦度が不要な場合は、使用する帰還抵抗の値を小さくすれば、帯域幅を高くすることができます。「帯域幅と電源電圧」の特性曲線は、ピークが最大5dBの場合の帰還抵抗を示しています。これらの曲線では、応答のピークが1dBより小さいときは実線を使用し、応答のピークが1dB～5dBのときは破線を使用しています。これらの曲線は、応答のピークが5dB以上になったところで途切れています。

抵抗性負荷の場合は、COMPピンを開放のままにします（「容量性負荷」のセクションを参照）。

容量性負荷

LT1210Xは、容量性負荷を駆動するため、オプションの補償回路網を内蔵しています。この回路網により、容量性負荷に伴う出力段のピーキングの大半が解消されるので、周波数応答を平坦にすることができます。負荷200pFでの補償回路網の効果を図1に示します。オプションの補償回路を使用しない場合は、出力段の容量の影響により、40MHzのときに6dBのピークがあります。出力とCOMPピンの間に0.01 μ Fのバイパス・コンデンサを追加すると、補償回路が接続され、ピーキングは大幅に減少します。これで、値の小さい帰還抵抗を使用できるようになったので、40MHzまで $\pm 1dB$ 以内の平坦な応答が得られます。補償回路網の効果が最も大きいのは、 C_L の範囲が0pF～1000pFの場合です。「帯域幅および帰還抵抗と容量性負荷」のグラフを使用して、帰還抵抗の適正值を選択することができます。表示の値は、抵抗性負荷なしで利得が2のときに、ピーキングが1dBおよび5dBの場合です。これは最悪の条件です。アンプは利得が高いほど安定し、いくつかの抵抗性負荷を容量と並列に接続した場合の方が安定するからです。また、推奨の帰還抵抗接続時の-3dB帯域幅と負荷容量の関係も示しています。

アプリケーション情報

オプションの補償回路は、容量性負荷の接続時には良好に動作しますが、抵抗性負荷の接続時には、単に帯域幅が減少するだけです。例えば、負荷が 10Ω の場合、補償回路を接続すると、帯域幅は35MHzから26MHzに低下します。補償回路がオプションになっているのはこのためです。オプションの補償回路を切断するには、COMPピンを開放状態のままにします。

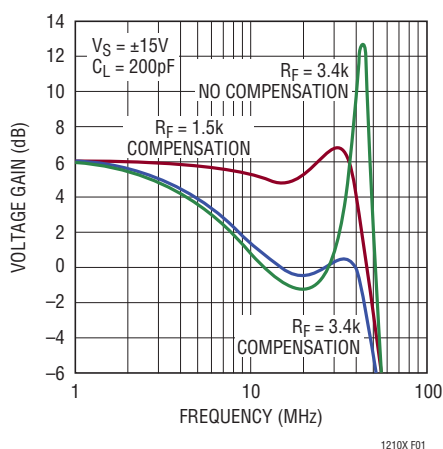


図1.

シャットダウン/電流設定

シャットダウン機能を使用しない場合、SHUTDOWNピンはグランドまたはV⁻に接続する必要があります。

SHUTDOWNピンを使用して、アンプのバイアス供給を遮断して静止電流を200μA未満に低減するか、または通常動作時の静止電流を制御することができます。

LT1210Xの全バイアス電流は、SHUTDOWNピンから流れ出る電流によって制御されます。SHUTDOWNピンを開放状態にするか、正電源まで駆動すると、デバイスはシャットダウンします。シャットダウン・モードでは、出力は70pFのコンデンサのように見え、電源電流は標準で100μA未満です。SHUTDOWNピンの電圧は、内部バイアス回路を介して正電源を基準にしています(簡略回路図を参照)。シャットダウンを強制的に実行する簡単な方法は、オープンドレイン(コレクタ)のロジックを使用することです。図2に示す回路は、74C904バッファを使用して、5VのロジックとLT1210Xの間のインタフェースをとっています。アクティブ状態とシャットダウン状態の間の切り替え時間は約1μsです。24kのプルアップ抵抗により、ターンオフ時間が短縮され、LT1210Xの電源が完全に遮断されます。このピンの電圧は正電源を基準にしている

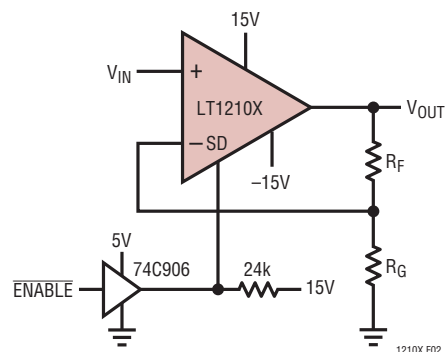


図2. シャットダウンのインタフェース

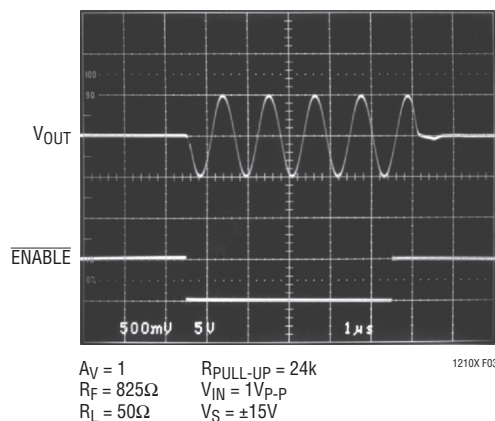


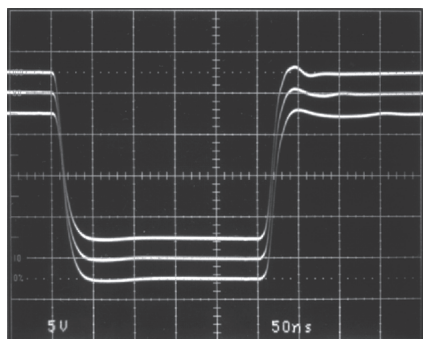
図3. シャットダウン動作

ので、使用するロジックのブレイクダウン電圧は正の電源電圧より大きいことが必要です。内部回路がSHUTDOWNピンの電流を約500μAに制限するので、ほかの回路は必要ありません。得られる波形を図3に示します。

アンプの最大帯域幅が必要でないアプリケーションでは、SHUTDOWNピンとグランドの間に抵抗を接続することにより、デバイスの静止電流を低減することができます。静止電流はSHUTDOWNピンの電流のおよそ65倍になります。この条件では、抵抗の両端に加わる電圧は $V^+ - 3V_{BE}$ です。例えば、抵抗を82kにすると、 $V_S = \pm 15V$ の場合、静止電源電流は9mAになります。

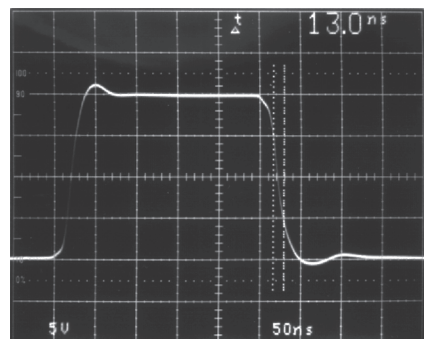
図4aおよび図4bの写真では、大信号応答時に静止電源電流を低減する効果を示しています。反転構成では、静止電流を9mAまで低減しても応答に大きな変化はありません。ただし、非反転モードでは、静止電流が減少するのでスルーレートが低下します。

アプリケーション情報



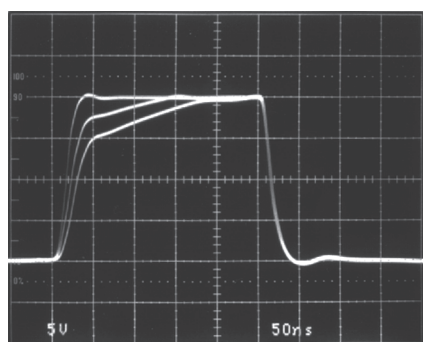
$R_F = 750\Omega$ $I_Q = 9\text{mA}, 18\text{mA}, 36\text{mA}$ 1210X F04a
 $R_L = 10\Omega$ $V_S = \pm 15\text{V}$

図4a. 大信号応答と I_Q 、 $A_V = -1$



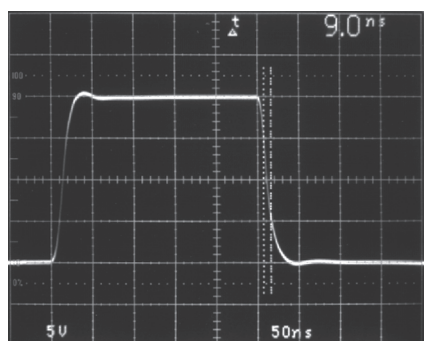
$R_F = 825\Omega$ $V_S = \pm 15\text{V}$ 1210X F05a
 $R_L = 10\Omega$

図5a. 大信号応答、 $A_V = 1$



$R_F = 750\Omega$ $I_Q = 9\text{mA}, 18\text{mA}, 36\text{mA}$ 1210X F04b
 $R_L = 10\Omega$ $V_S = \pm 15\text{V}$

図4b. 大信号応答と I_Q 、 $A_V = 2$

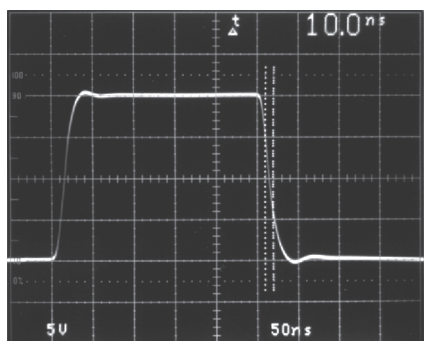


$R_F = R_G = 750\Omega$ $V_S = \pm 15\text{V}$ 1210X F05b
 $R_L = 10\Omega$

図5b. 大信号応答、 $A_V = -1$

スルーレート

従来のオペアンプとは異なり、電流帰還アンプのスルーレートはアンプの利得構成と無関係ではありません。入力段と出力段の両方にスルーレートの制限事項があります。反転モードの場合、および非反転モードで利得が高い場合は、入力ピンの信号振幅が小さいので、全スルーレートは出力段のスルーレートになります。入力段のスルーレートは静止電流と関係があり、電源電流が減少するのに応じて低下します。出力のスルーレートは帰還抵抗の値と内部容量によって設定されます。低い電源電圧でそうなるように、帰還抵抗を大きくすると、帯域幅が縮小するとともにスルーレートが低下します。図5a、図5b、および図5cの写真では、LT1210Xの大信号応答をさまざまな利得構成について示します。スルーレートは利得1の場合の770V/ μs から利得-1の場合の1100V/ μs まで変化します。



$R_F = R_G = 750\Omega$ $V_S = \pm 15\text{V}$ 1210X F05c
 $R_L = 10\Omega$

図5c. 大信号応答、 $A_V = 2$

アプリケーション情報

LT1210Xを使用して容量性負荷を駆動する場合は、供給可能な出力電流が全スルーレートを制限することがあります。最高速の構成では、LT1210Xは1V/nsを超えるスルーレートが可能です。コンデンサをこの速度でスルーするために必要な電流は、容量1pFにつき1mAなので、10,000pFでは10Aが必要になります。写真(図6)は $C_L = 10,000\text{pF}$ での大信号動作を示しています。スルーレートは約150V/ μs であり、これは1.5Aの電流制限値によって決まります。

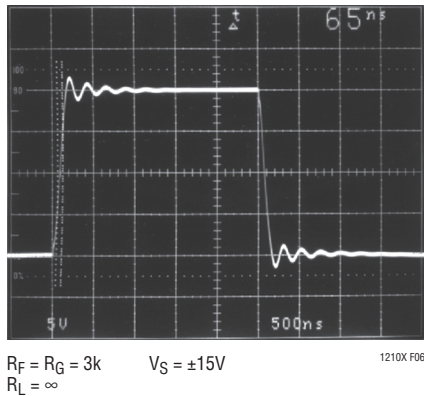


図6. 大信号応答、 $C_L = 10,000\text{pF}$

差動入力信号の振幅

差動入力信号の振幅は、入力間に接続したESD保護デバイスによって約 $\pm 6\text{V}$ 以内に制限されます。通常動作時は入力ピン間の差動電圧が小さいので、このクランプが影響を及ぼすことはありません。ただし、シャットダウン・モードでは、差動振幅が入力振幅と同じになることがあります。その場合には、許容最大入力電圧がクランプ電圧によって設定されます。ある程度余裕を持たせるには、デバイスがシャットダウンしているときは入力信号を $\pm 5\text{V}$ より小さくすることを推奨します。

反転入力容量

電流帰還アンプは、安定動作のため、出力から反転入力までの抵抗性の帰還が必要です。出力と反転入力間の浮遊容量を最小限に抑えるように注意します。反転入力からグランドまでの容量によって、周波数応答にピーキング(およびトランジェント応答のオーバーシュート)が生じますが、アンプの安定性を損なうものではありません。

電源

LT1210Xは、10V～30Vの単電源または $\pm 5\text{V}$ ～ $\pm 15\text{V}$ の両電源で動作します。正負の値が等しい両電源を使用する必要はありませんが、オフセット電圧と反転入力バイアス電流は変化します。オフセット電圧は電源電圧の正負の値のずれ1Vにつき500 μV 変化します。反転入力バイアス電流は、電源電圧の正負の値のずれ1Vにつき5 μA 程度変化する可能性があります。通常はずれ1Vにつき0.5 μA 未満の変化です。

電源のバイパス

LT1210Xから最大出力と最小歪みを引き出すには、電源レールの十分なバイパスが必要です。例えば、出力段が1Aのピーク電流を負荷に供給する場合、1 Ω の電源インピーダンスによって電圧が1V低下するので、その大きさによって有効な出力振幅が狭まります。表面実装型のタンタル・コンデンサおよびセラミック・コンデンサは、チップの近くに配置すると、優れた低ESRバイパス素子になります。100kHzを超える周波数の場合は、1 μF と100nFのセラミック・コンデンサを使用します。大電力を100kHz未満で供給する必要がある場合は、容量性リアクタンスが制限要因になります。前述した1 μF コンデンサの代わりに、4.7 μF など、より大容量のセラミック・コンデンサまたはタンタル・コンデンサを推奨します。

出力をレールまで駆動する場合、バイパスが不適当であることは、出力振幅の減少と「歪んだ」クリッピング現象によって分かります。この現象が見受けられる場合は、デバイスの電源ピンをチェックして、出力波形と直接関係するリップルがあるかどうか確認してください。電源が大きく変調されている場合は、バイパスが不十分であることを示しています。

熱に関する検討事項

TSSOP16-Eパッケージの場合は、PC基板とその銅箔トレースの熱分散能力を利用して放熱を実現します。熱分散の銅層はデバイスのタブに電気的に接続する必要がないことが実験によって分かっています。PCBの材料は、デバイスのタブに接続されたパッド領域と、基板の内部または反対側にあるグランド・プレーン層または電源プレーン層との間で熱を伝導するときに非常に有効です。PCB材料の実際の熱抵抗は高いものの、層間の熱抵抗の長さ/面積比は小さくなります。デバイスが発生する熱を分散するのに、銅基板硬化材とメッキ・スルーホールを使用することもできます。

アプリケーション情報

電力損失と熱に関する検討事項

デバイスの損傷を防ぐため、LT1210Xの絶対最大接合部温度を超えないようにする必要があります。±15V電源の35mAの静止電源電流では、LT1210Xは約1.05Wを消費します。

一般に、ダイの接合部温度(T_J)は周囲温度 T_A 、およびデバイスの電力損失 P_D から次のように概算することができます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot (\theta_{JC} + \theta_{CA})$$

θ_{JC} は、接合部-ケース間熱抵抗であり、約10°C/Wという特性を持ちます。 θ_{CA} は、ケース-周囲間熱抵抗であり、回路基板レイアウト、空気流、および他の熱源との距離によって変わります。デバイス内の電力損失は、電源電圧および駆動する負荷と相関関係があります。両電源と抵抗性負荷を仮定すると、最悪の電力損失 $P_{D(MAX)}$ は、出力がいずれかの電源電圧の1/2までの負荷を駆動しているときに発生します。その後、 $P_{D(MAX)}$ は、デバイスの静止電力に、対称電源の負荷に起因する電力損失を加えた、次の式の値になります。

$$P_{D(MAX)}(\text{アンプ当たり}) = (V_S \cdot I_S) + (V_S/4)^2 / R_{LOAD}$$

(I_S はアンプの静止電源電流であり、 V_S は電源間で測定される全電源電圧です)

例えば、図7で見られるLT1210Xアプリケーションでの理論上のピーク電力損失は、±15V電源($V_S = 30V$)を使用して10Ωをグラウンドまで駆動する場合、次のようになります。

$$(30V \cdot 35mA) + (30V/4)^2 / 10\Omega = 6.68W$$

この電力損失は、連続動作としては大き過ぎますが、望みはあります。図7のアプリケーションは出力で±2Vの正弦波振幅を得るための回路なので、電源電圧は±15Vから±5Vに低減することができます。ピーク電力損失は、次に示すようにはるかに妥当な値です。

$$(10V \cdot 35mA) + (10V/4)^2 / 10\Omega = 0.98W$$

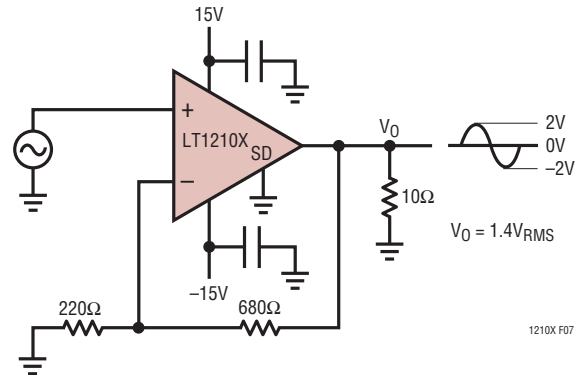


図7.

LT1210Xの下面の露出パッドは、パッケージから放熱するための主な導管になります。接合部-周囲間熱抵抗は、露出パッドの下にあるPCBサーマル・ビアの数、それらのサーマル・ビアに接続されるサーマル・プレーンのサイズ、PCBの厚さ、空気流、および他の熱源との距離から大きな影響を受けます。パッケージ内の温度上昇を最小限に抑えるには、複数のサーマル・ビアをサーマル・プレーンに接続して、露出パッドをPCBに半田付けする必要があります。

LT1210Xの露出パッドを直径10ミルの8つのサーマル・ビアを含むランド・パターンに半田付けし、それらのサーマル・ビアを2つの2インチx2インチV-サーマル・プレーン/電源プレーンに接続する4層PCBの場合、接合部-周囲間熱抵抗は、静止空气中でわずか38°C/Wになることがあります。PCBレイアウトの密度によって大きなサーマル・プレーンを実現できない場合、代替のレイアウト例で達成される熱性能を表1に示します。表1のD列に示すように、デバイスの下面の1層サーマル・ランドのサイズを最小にすると、接合部-周囲間熱抵抗は115°C/Wに近づきます。LT1210Xは、±15V電源では1.05Wを消費します。そのため、デバイス単独の動作に起因して、接合部-周囲間で約121°Cの温度上昇が発生します。その結果、接合部温度が T_{JMAX} (200°C)を超えるのを防ぐために、LT1210Xが動作できる規定周囲温度範囲が制限され、駆動する負荷が制限されます。

アプリケーション情報

175°Cの周囲温度で動作させるには、接合部温度が200°Cを超えないように細心の注意を払う必要があります。面積の広いサーマル・プレーン領域を使用してください。更に、LT1210Xの電流設定機能を使用することにより、電源電圧をできるだけ低く(最小値は±5V)、R_{load}の値をできるだけ大きくして、LT1210XのI_{SUPPLY}をできるだけ小さくします。

例えば、表1のExample Aよりはるかに広いサーマル・プレーン領域を使用することにより、50°C/Wのθ_{JA}を達成するのが妥当です。電源電圧を±5Vまで引き下げ、R_{SD} = 15kによりI_{SUPPLY}を低減して、25Ω負荷を使用することにより、最大周囲温度をかなり高くすることができます。θ_{JA}を50°C/Wまで低

減できると仮定し、I_{SUPPLY}を25mAまで低減できると仮定すると、次のようになります。

$$\begin{aligned} t_{RISE} &= (50^{\circ}\text{C/W}) \cdot [(10\text{V} \cdot 25\text{mA}) + ((10\text{V}/4)^2)/25\Omega] \\ &= (50^{\circ}\text{C/W}) \cdot [0.25\text{W} + 0.25\text{W}] = 25^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

この組み合わせ技法により、周囲温度175°Cおよび最大接合部温度200°CでLT1210Xを連続的に動作させることができます。

表1. 熱抵抗とPCBサーマル・プレーン領域

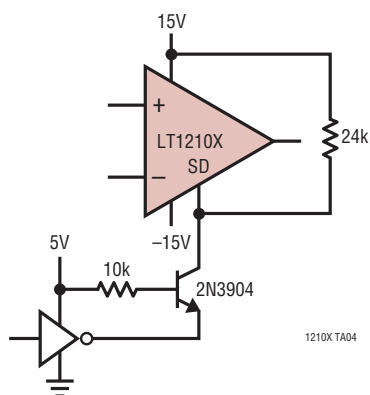
EXAMPLE A TOP LAYER A	EXAMPLE B TOP LAYER B	EXAMPLE C TOP LAYER C	EXAMPLE D TOP LAYER D
BOTTOM LAYER A	BOTTOM LAYER B	BOTTOM LAYER C	BOTTOM LAYER D
θ _{JA} = 90°C/W θ _{JC} = 10°C/W θ _{CA} = 80°C/W	θ _{JA} = 100°C/W θ _{JC} = 10°C/W θ _{CA} = 90°C/W	θ _{JA} = 108°C/W θ _{JC} = 10°C/W θ _{CA} = 98°C/W	θ _{JA} = 115°C/W θ _{JC} = 10°C/W θ _{CA} = 105°C/W

1210Xf TABLE 1

LT1210X

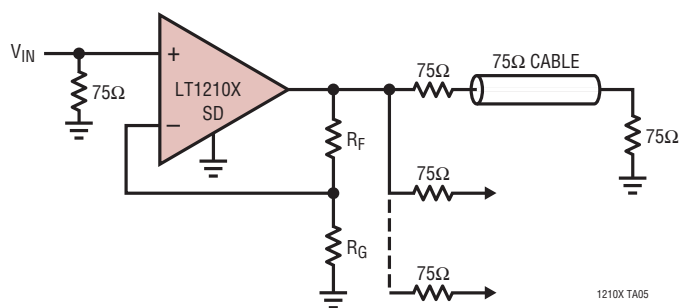
標準的応用例

CMOS ロジックと SHUTDOWN ピンのインタフェース



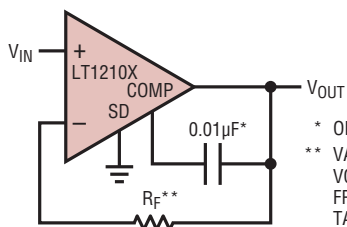
1210X TA04

分配アンプ



1210X TA05

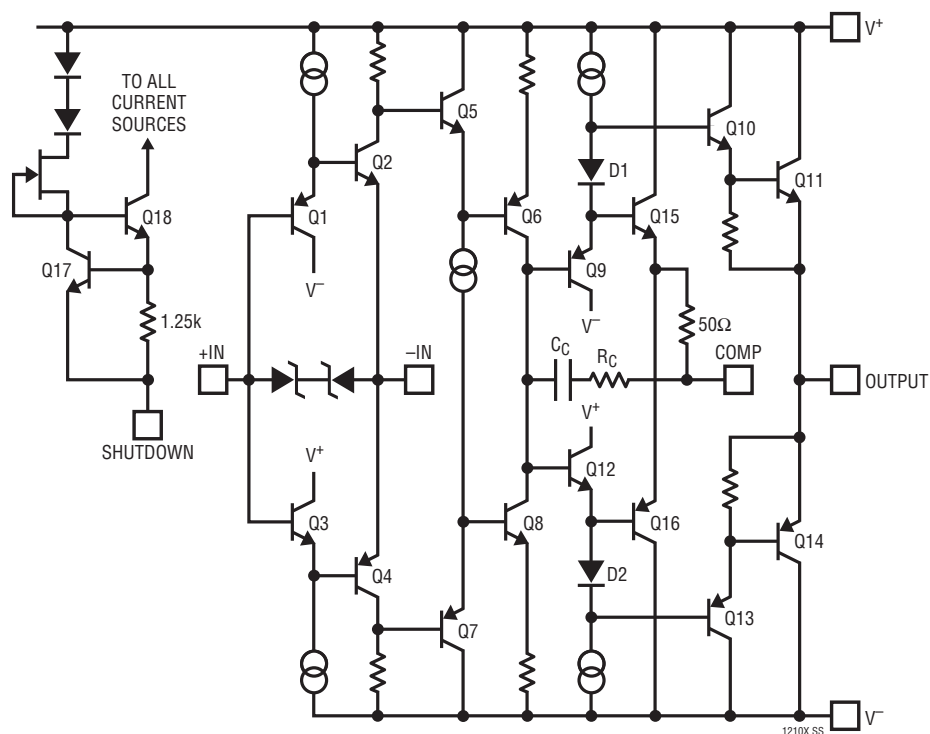
バッファ ($A_V = 1$)



* OPTIONAL, USE WITH CAPACITIVE LOADS
** VALUE OF R_F DEPENDS ON SUPPLY VOLTAGE AND LOADING. SELECT FROM TYPICAL AC PERFORMANCE TABLE OR DETERMINE EMPIRICALLY

1210X TA06

簡略回路図



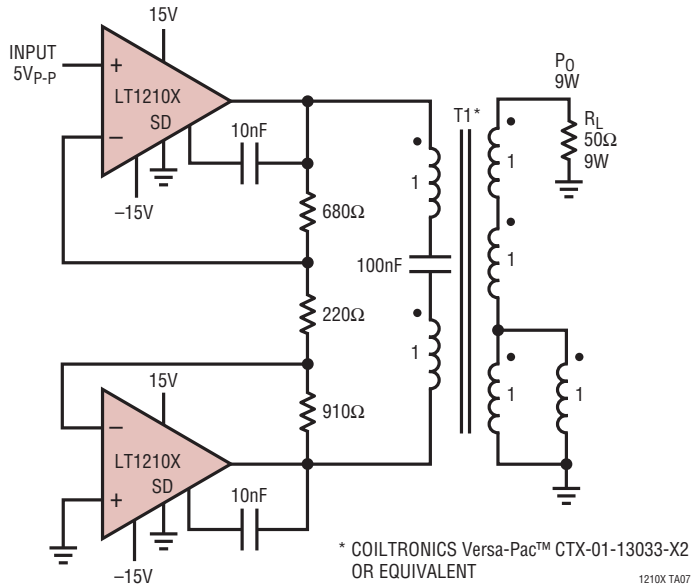
1210X SS

1210Xf

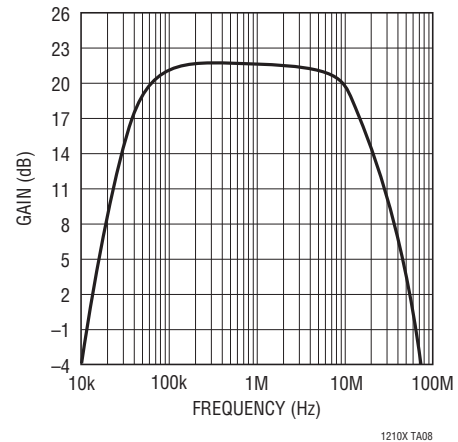
LT1210X

標準的応用例

広帯域9Wブリッジ・アンプ



周波数応答



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1010	高速±150mA パワー・バッファ	帯域幅:20MHz、スルーレート:75V/μs
LT1166	パワー出力段自動バイアス・システム	高電圧/大電力の出力段に合わせてAB級のバイアス電流を設定
LT1206	シングル 250mA、60MHz 電流帰還型アンプ	シャットダウン機能、 $C_L = 10,000\text{pF}$ で安定、スルーレート:900V/μs
LT1207	デュアル 250mA、60MHz 電流帰還型アンプ	LT1206のデュアル・バージョン
LT1227	シングル 140MHz 電流帰還アンプ	シャットダウン機能、スルーレート:1100V/μs
LT1360	シングル 50MHz、800V/μs オペアンプ	電圧帰還、 $C_L = 10,000\text{pF}$ で安定
LT1363	シングル 70MHz、1000V/μs オペアンプ	電圧帰還、 $C_L = 10,000\text{pF}$ で安定
LTC6090/LTC6090-5	140V オペアンプ	$I_B:50\text{pA}$ 、 $V_{OS}:1.6\text{mV}$ 、 $V_S:9.5\text{V}\sim140\text{V}$ 、 $I_S:4.5\mu\text{A}$ 、RR出力
LTC6091	140V オペアンプ	$I_B:50\text{pA}$ 、 $V_{OS}:1.6\text{mV}$ 、 $V_S:9.5\text{V}\sim140\text{V}$ 、 $I_S:4.5\mu\text{A}$ 、RR出力
LT6203X	高温 175°C デュアル 100MHz オペアンプ	100MHz、RRIO、 $1.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 、 $2.5\mu\text{A}$