

## 特長

- 最小出力ドライブ電流: 1.1A
- 35MHz バンド幅、 $A_V = 2$ 、 $R_L = 10\Omega$
- 900V/ $\mu$ s スルーレート、 $A_V = 2$ 、 $R_L = 10\Omega$
- 高入力インピーダンス: 10M $\Omega$
- 広い電源電圧範囲:  $\pm 5V \sim \pm 15V$   
(TO-220およびDDパッケージ)
- $\theta_{JA}$ が向上したSO-16パッケージによる $\pm 5V$ 動作
- シャットダウン・モード:  $I_S < 200\mu A$
- 電源電流を調整可能
- $C_L = 10,000pF$ でも安定動作
- 7ピンDD、TO-220および16ピンSOパッケージ

## アプリケーション

- 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

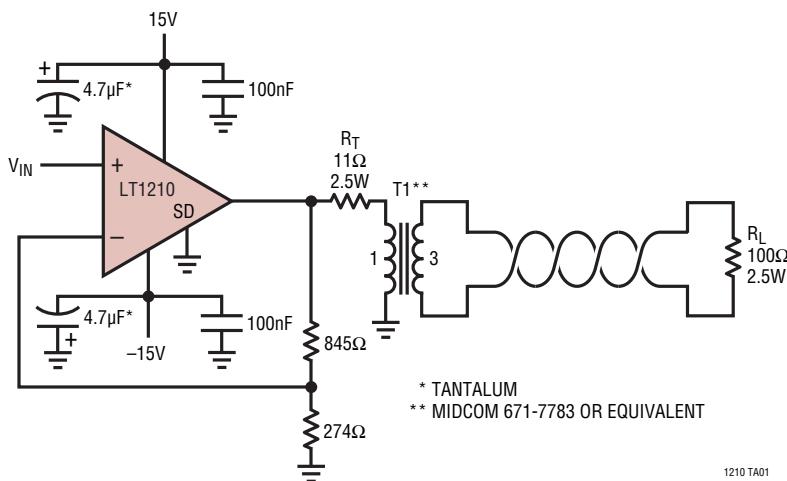
LT®1210は高い出力電流能力と優れた大信号特性を備えた電流帰還型アンプです。高スルーレート、1.1A出力ドライブ、および $\pm 15V$ 動作の組合せによって、1MHz～2MHz範囲の周波数で大きな電力を供給します。また、短絡保護およびサーマル・シャットダウン機能を備えているため耐久性に優れています。LT1210は大容量性負荷を接続した場合も安定して動作し、容量性負荷に必要な大きな電流を容易に供給することができます。シャットダウン機能により高インピーダンスの低電流モードに切り替えることができ、ICが使用されていないときに消費電流を低減します。バンド幅が低いアプリケーションでは、1本の外付け抵抗で電源電流を低減できます。

LT1210はTO-220およびDDパッケージで供給され、最大 $\pm 15V$ の電源で動作します。 $\pm 5V$ アプリケーション用に、低熱抵抗のSO-16パッケージも用意されています。

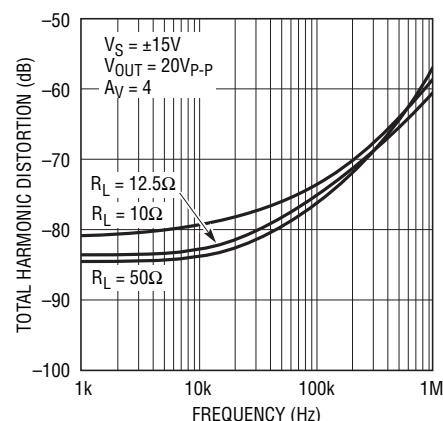
**L**、**LT**、**LTC**、**LTM**はリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 標準的応用例

ツイストペア・ドライバ



全高調波歪みと周波数



1210 TA02

## 絶対最大定格 (Note 1)

電源電圧.....	$\pm 18V$	動作温度範囲.....	$-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$
入力電流.....	$\pm 15mA$	接合部温度.....	$150^{\circ}C$
出力短絡時間 (Note 2) .....	連続	保存温度範囲.....	$-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$
規定温度範囲 (Note 3) .....	$0^{\circ}C \sim 70^{\circ}C$	リード温度(半田付け、10秒).....	$300^{\circ}C$

## ピン配置／発注情報

FRONT VIEW R PACKAGE 7-LEAD PLASTIC DD $\theta_{JA} = 25^{\circ}C/W$	TOP VIEW S PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SO $\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W$ (Note 3)	FRONT VIEW T7 PACKAGE 7-LEAD TO-220 $\theta_{JC} = 5^{\circ}C/W$
発注製品番号	発注製品番号	発注製品番号
LT1210CR	LT1210CS	LT1210CT7
発注オプション テープアンドリール:#TRを追加 無鉛仕上げ:#PBFを追加 無鉛仕上げのテープアンドリール:#TRPBFを追加 無鉛仕上げの製品マーキング: <a href="http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/">http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/</a>		

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

## 電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、 $V_{CM} = 0V$ 、 $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ 、パルスによりテスト、 $V_{SD} = 0V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$T_A = 25^{\circ}C$		±3	±15	mV
				±20		mV
	Input Offset Voltage Drift		●	10		$\mu V/^{\circ}C$
$I_{IN^+}$	Noninverting Input Current	$T_A = 25^{\circ}C$		±2	±5	$\mu A$
				±20		$\mu A$
$I_{IN^-}$	Inverting Input Current	$T_A = 25^{\circ}C$	●	±10	±60	$\mu A$
				±100		$\mu A$
$e_n$	Input Noise Voltage Density	$f = 10kHz, R_F = 1k, R_G = 10\Omega, R_S = 0\Omega$		3.0		$nV/\sqrt{Hz}$
$+i_n$	Input Noise Current Density	$f = 10kHz, R_F = 1k, R_G = 10\Omega, R_S = 10k$		2.0		$pA/\sqrt{Hz}$
$-i_n$	Input Noise Current Density	$f = 10kHz, R_F = 1k, R_G = 10\Omega, R_S = 10k$		40		$pA/\sqrt{Hz}$
$R_{IN}$	Input Resistance	$V_{IN} = \pm 12V, V_S = \pm 15V$ $V_{IN} = \pm 2V, V_S = \pm 5V$	● ●	1.50 0.25	10 5	MΩ
$C_{IN}$	Input Capacitance	$V_S = \pm 15V$		2		pF
	Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$ $V_S = \pm 5V$	● ●	±12 ±2	±13.5 ±3.5	V
						V

1210fa

## 電気的特性

●は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、 $V_{CM} = 0\text{V}$ 、 $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ 、パルスによりテスト、 $V_{SD} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 2\text{V}$	● ●	55 50	62 60	dB dB
	Inverting Input Current Common Mode Rejection	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 2\text{V}$	● ●	0.1 0.1	10 10	$\mu\text{A}/\text{V}$ $\mu\text{A}/\text{V}$
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
	Inverting Input Current Power Supply Rejection	$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●	0.7	5	$\mu\text{A}/\text{V}$
$A_V$	Large-Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$ (Note 3)		55	71	dB
		$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 8.5\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$ (Note 3)	●	55	68	dB
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 2\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$	●	55	68	dB
$R_{OL}$	Transresistance, $\Delta V_{OUT}/\Delta I_{IN^-}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$ (Note 3)		100	260	kΩ
		$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 8.5\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$ (Note 3)	●	75	200	kΩ
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 2\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$	●	75	200	kΩ
$V_{OUT}$	Maximum Output Voltage Swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$ (Note 3)	●	$\pm 10.0$ $\pm 8.5$	$\pm 11.5$	V V
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 5\text{V}$ , $R_L = 10\Omega$	●	$\pm 2.5$ $\pm 2.0$	$\pm 3.0$	V V
$I_{OUT}$	Maximum Output Current (Note 4)	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 1\Omega$	●	1.1	2.0	A
$I_S$	Supply Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{SD} = 0\text{V}$	●	35	50	mA
	Supply Current, $R_{SD} = 51\text{k}$ (Notes 4, 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$		65		mA
	Positive Supply Current, Shutdown	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{SD} = 15\text{V}$	●	15	30	mA
	Output Leakage Current, Shutdown	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{SD} = 15\text{V}$	●	200		$\mu\text{A}$
SR	Slew Rate (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $A_V = 2$ , $R_L = 400\Omega$		400	900	V/ $\mu\text{s}$
	Slew Rate (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $A_V = 2$ , $R_L = 10\Omega$		900		V/ $\mu\text{s}$
	Differential Gain (Notes 4, 7)	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 15\Omega$		0.3		%
	Differential Phase (Notes 4, 7)	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 15\Omega$		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:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。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可能性がある。

**Note 2:** グランドへの短絡にのみ適用。 $\pm 10\text{V}$ を超える電源で動作させると、出力とどちらかの電源との間が短絡するとデバイスに永久的損傷を与える可能性がある。

**Note 3:** コマーシャル・グレードのデバイスは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で動作するように設計されているが、 $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ を超える範囲ではテストされず、保証もされない。特に要求があれば、 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の範囲でテストされたインダストリアル・グレードのデバイスが供給される。弊社にご相談ください。

**Note 4:** SOパッケージは高電圧電源では性能が制限されるので、 $\pm 5\text{V}$ 電源のみでの使用が推奨される。 $\pm 5\text{V}$ を超える電源電圧の場合は、T0-220パッケージまたはDDパッケージを使用すること。接合部温度の計算については、「アプリケーション情報」セクションの「熱に関する考察」を参照。パッケージの最大消費電力を超えると、デバイスはサーマル・シャットダウン状態になる。

**Note 5:**  $R_{SD}$ はシャットダウン・ピンとグランドの間に接続される。

**Note 6:** 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 7:** 出力レベルが2VのNTSCコンポジットビデオ信号。

# LT1210

## 小信号帯域幅

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

$A_v$	$R_L$	$R_F$	$R_G$	-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

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

$A_v$	$R_L$	$R_F$	$R_G$	-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

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

$A_v$	$R_L$	$R_F$	$R_G$	-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

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

$A_v$	$R_L$	$R_F$	$R_G$	-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

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

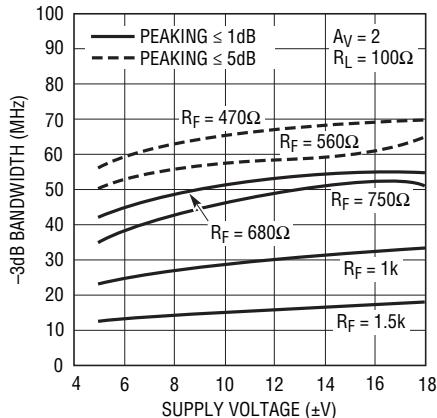
$A_v$	$R_L$	$R_F$	$R_G$	-3dB BW (MHz)
-1	150	536	536	28.2
	30	549	549	20.0
	10	464	464	15.0
1	150	619	-	28.6
	30	634	-	19.8
	10	511	-	14.9
2	150	536	536	28.3
	30	549	549	19.9
	10	412	412	15.7
10	150	150	16.5	31.5
	30	118	13.0	27.1
	10	100	11.0	19.4

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

$A_v$	$R_L$	$R_F$	$R_G$	-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

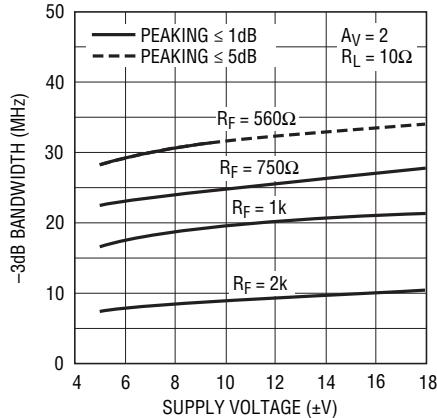
## 標準的性能特性

帯域幅と電源電圧



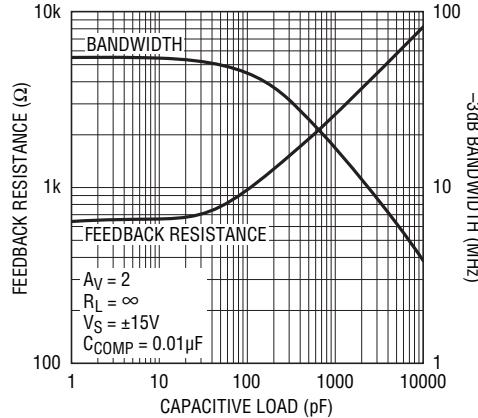
1210 G01

帯域幅と電源電圧



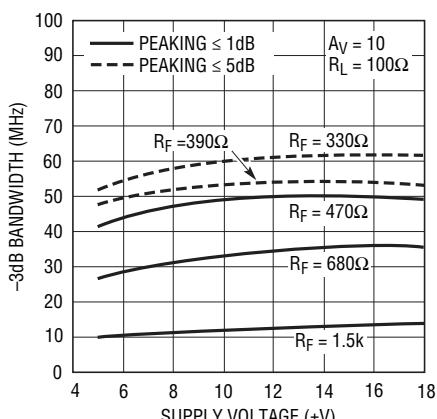
1210 G02

帯域幅および帰還抵抗と  
容量性負荷(ピーク  $\leq 1\text{dB}$ )



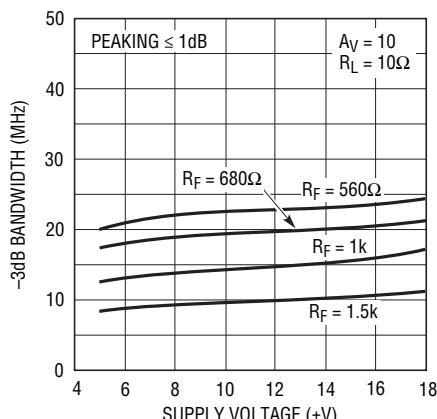
1210 G03

帯域幅と電源電圧



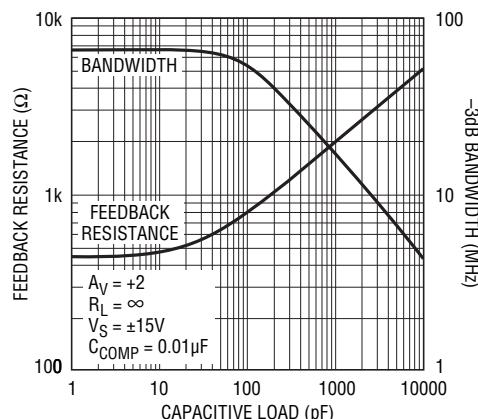
1210 G04

帯域幅と電源電圧



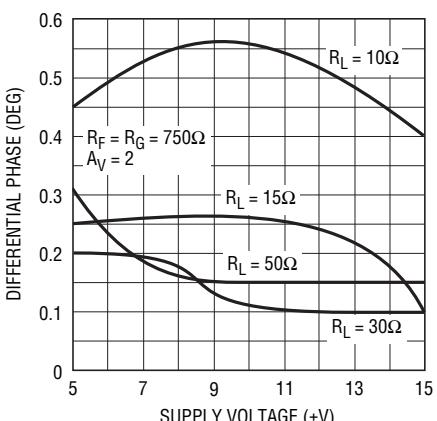
1210 G05

帯域幅および帰還抵抗と  
容量性負荷(ピーク  $\leq 5\text{dB}$ )



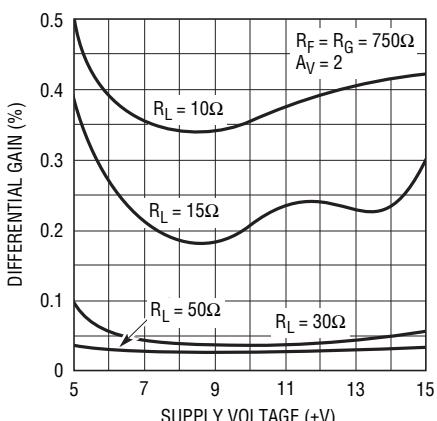
1210 G06

微分位相と電源電圧



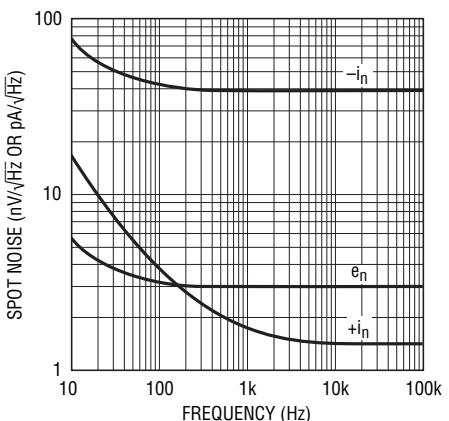
1210 G07

微分利得と電源電圧



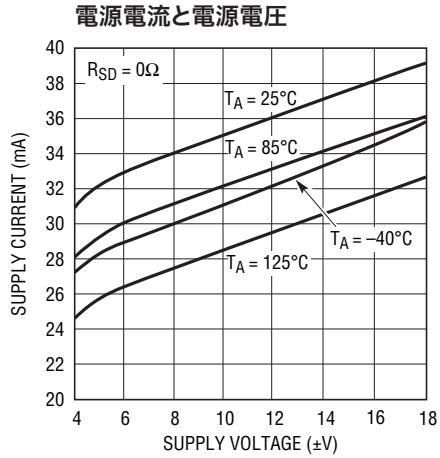
1210 G08

スポットノイズの電圧および  
電流と周波数

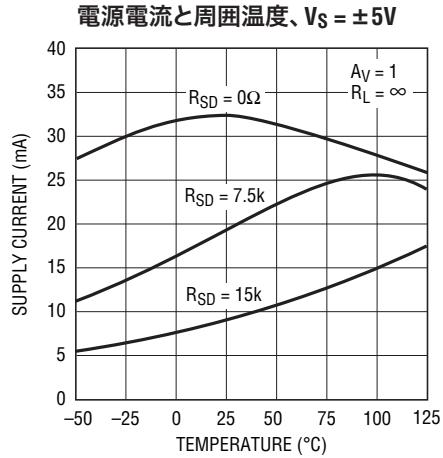


1210fa

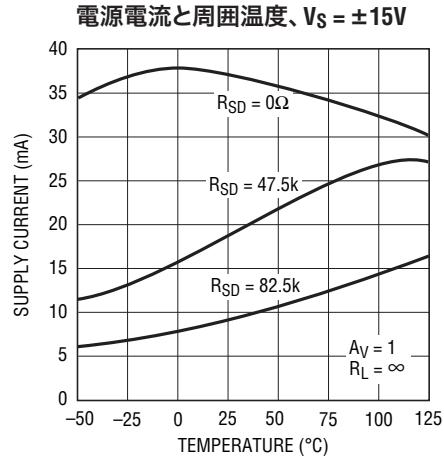
## 標準的性能特性



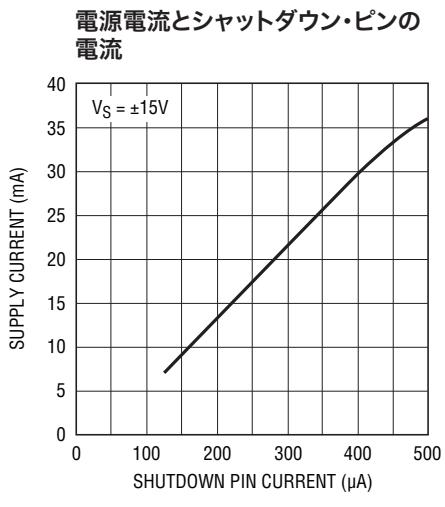
1210 G10



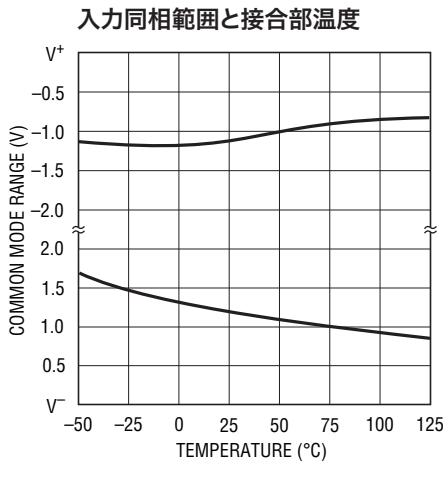
1210 G11



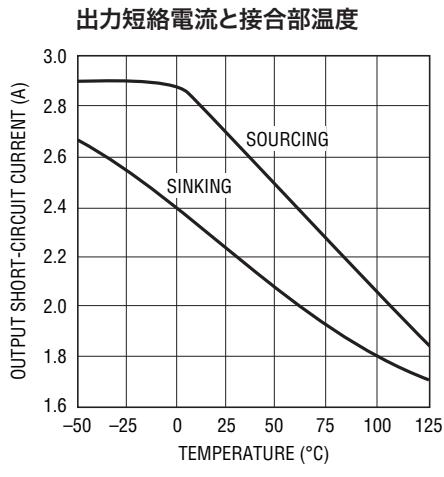
1210 G12



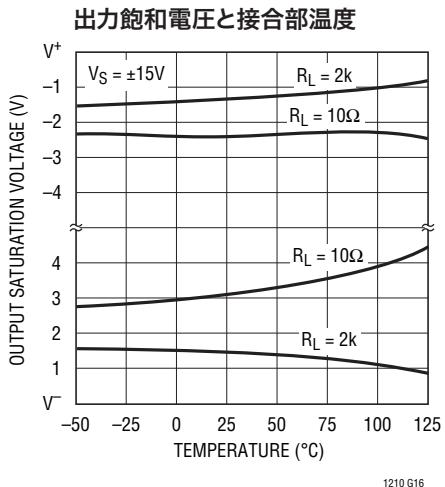
1210 G13



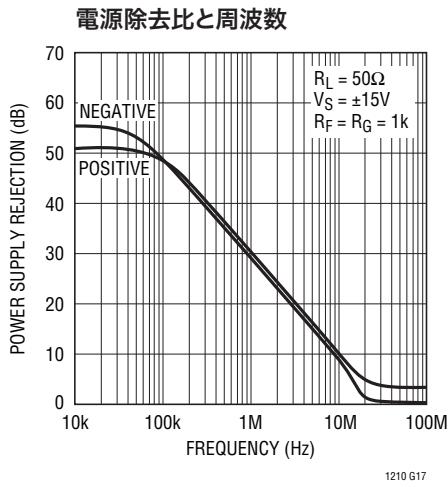
1210 G14



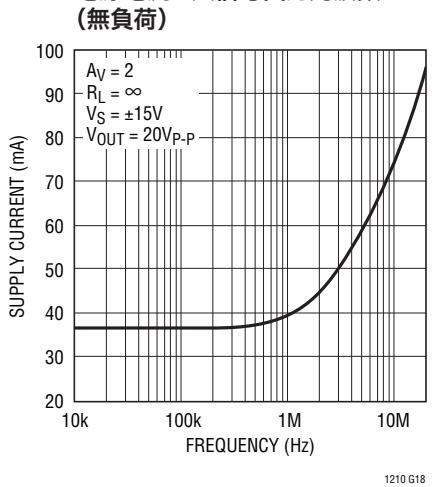
1210 G15



1210 G16

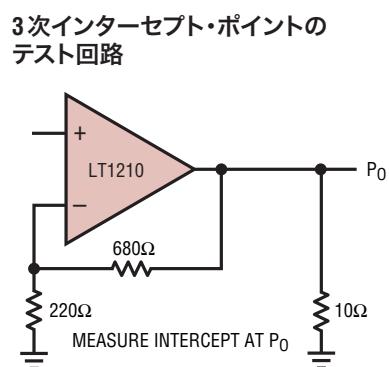
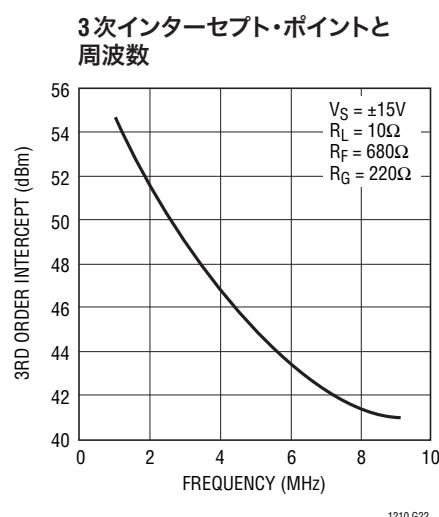
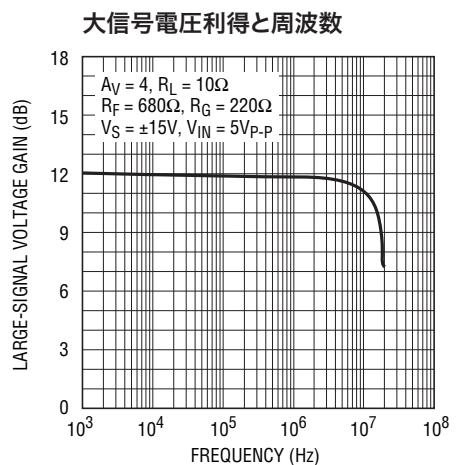
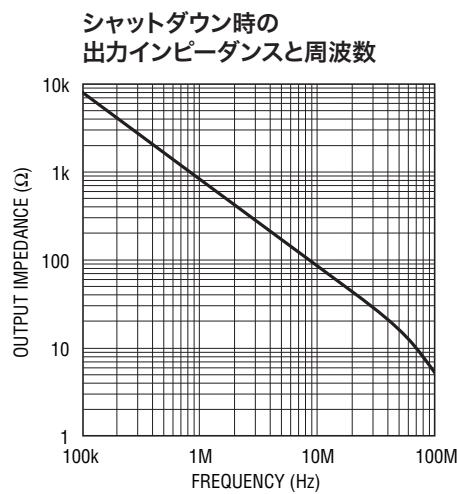
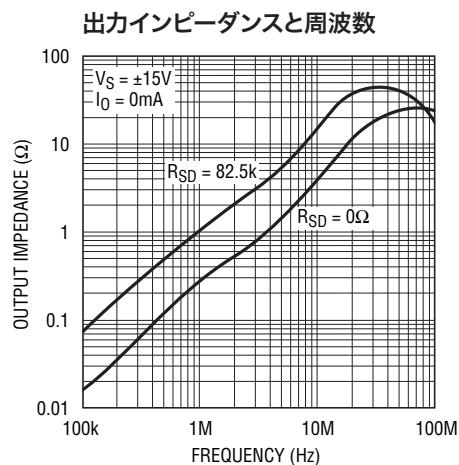


1210 G17



1210fa

## 標準的性能特性



## アプリケーション情報

LT1210は高い出力電流ドライブ能力を備えた電流帰還型アンプです。大容量性負荷を接続した場合も安定して動作し、容量性負荷に必要な大きな電流を容易に供給できます。このアンプはケーブルなどの低インピーダンス負荷を、高い周波数で優れた直線性を維持しながらドライブできます。

### 帰還抵抗の選択

帰還抵抗の最適値は、ICの動作条件、負荷インピーダンス、および必要な応答の平坦性に関係します。標準AC性能表に、各種の抵抗性負荷および動作条件において、ピークが1dB以下のバンド幅が得られる値を記載します。このレベルの平坦性が要求されない場合、これより低い帰還抵抗を使ってより高いバンド幅を達成することができます。バンド幅対電源電圧の特性曲線は、5dBまでのピークに対する帰還抵抗を示します。これらの曲線は、応答が1dB以下のピークの場合には実線を使用し、1dBから5dBのピークの場合には点線を使用しています。これらの曲線は、5dB以上のピーキングがあるところで終ります。

抵抗性負荷の場合、COMPピンを開放したままにしておかなければなりません(容量性負荷のセクションを参照)。

### 容量性負荷

LT1210は容量性負荷をドライブするための最適な補償回路網を内蔵しています。この回路網は、容量性負荷に付随する出力段のピーキングの大部分を除去するため、周波数応答を平坦にすることができます。図1に200pFの負荷に対する回路網の効果を示します。最適な補償を行わなければ、出力段の容量の影響によって、40MHzで6dBのピークが生じます。出力とCOMPピンの間に0.01μFのバイパス・コンデンサを追加すれば、補償回路網に接続され、ピーキングを大幅に低減します。これによって、低い値の帰還抵抗を使用することができるため、応答は40MHzまで±1dBの平坦性が得られます。この回路網は0pFから1000pFまでの範囲のCLに対して最大の効果を与えます。バンド幅および帰還抵抗対容量性負荷のグラフを使用して、帰還抵抗の適切な値を選択しなければなりません。図の値は利得を2にして抵抗性負荷を接続しなかったときに、1dBおよび5dBのピークが生じる値です。これは最悪ケース条件であり、利得がより高くかつ容量と並列に抵抗性負荷を接続すればアンプはさらに安定します。また、推奨帰還抵抗対負荷容量における-3dB バンド幅も示しております。

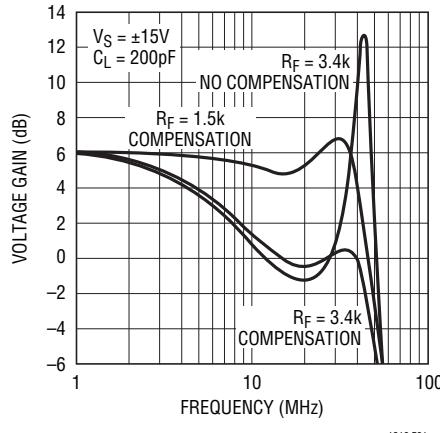


図1

最適な補償は容量性負荷で良好に動作しますが、抵抗性負荷を接続すればバンド幅が低下するだけです。たとえば、 $10\Omega$ の負荷では、補償回路が接続された場合は、バンド幅が35MHzから26MHzに低下します。したがって、補償回路はオプションになっています。オプションの補償回路を切り離すには、COMPピンを開放してください。

### 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は、SHUTDOWNピンをグランドまたはV<sub>DD</sub>に接続してください。

シャットダウン・ピンを使用してアンプのバイアスをターンオフし、静止電流を200μA以下に低減するか、あるいは通常動作時の静止電流を制御することができます。

LT1210の全バイアス電流は、シャットダウン・ピンから流れ出す電流で制御されます。シャットダウン・ピンが開放されるか、正電源にドライブされると、LT1210がシャットダウンします。シャットダウン・モードでは、出力は見かけ上70pFのコンデンサになり、電源電流は標準で100μAになります。シャットダウン・ピンは、内部バイアス回路を通して正電源に接続されます(簡略回路図を参照)。簡単にシャットダウン・モードにするには、オープン・ドレイン(コレクタ)ロジックICを使用することです。図2に示す回路は、74C904バッファを使って5VロジックとLT1210間のインターフェースを行っています。アクティブ状態とシャットダウン状態の間の切替え時間は約1msです。24kΩのプルアップ抵抗がターンオフ時間をスピードアップし、

## アプリケーション情報

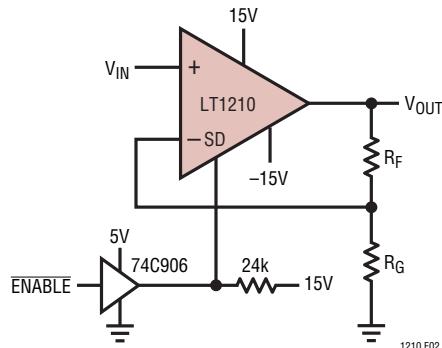


図2. シャットダウンのインターフェース

LT1210が完全にターンオフすることを保証します。このピンは正電源を基準にしているため、ロジックICのブレークダウン電圧は正電源電圧より高くなければなりません。また、内部回路により、シャットダウン・ピンの電流が約500μAに制限されるため、他の回路は必要ありません。図3に動作波形を示します。

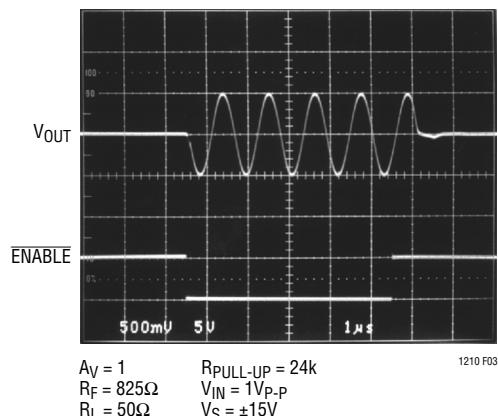


図3. シャットダウン動作

アンプのフル・バンド幅が必要ないアプリケーションでは、シャットダウン・ピンからグランドに抵抗を接続して、ICの静止電流を低減することができます。静止電流は、シャットダウン・ピンの電流の約65倍です。この状態での抵抗の両端の電圧は、 $V^+ - 3V_{BE}$ です。たとえば、 $V_S = \pm 15V$ のとき82kΩの抵抗は静止電流を9mAに設定します。

図4aおよび4bの写真に大信号応答において静止電流の低減による効果を示します。静止電流は反転構成では、応答を

ほとんど変化させないので、9mAに低減できます。ただし、非反転モードでは、静止電流を低減するとスルーレートも低下します。

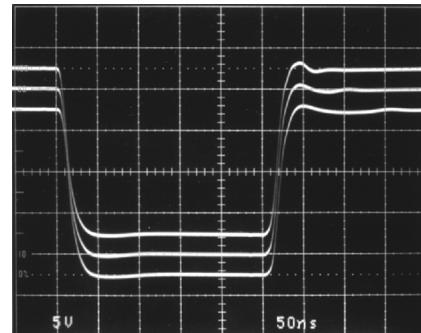


図4a. 大信号応答と  $I_Q$ ,  $A_V = -1$

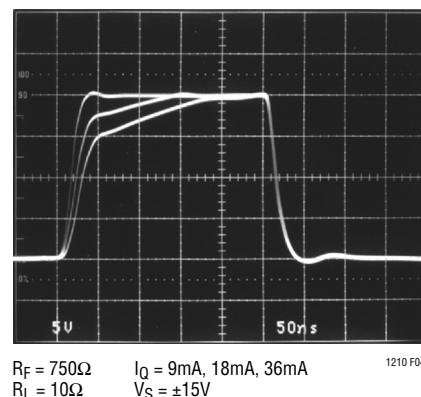


図4b. 大信号応答と  $I_Q$ ,  $A_V = 2$

## スルーレート

従来のオペアンプとは異なり、電流帰還型アンプのスルーレートはアンプの利得構成と全く関係ないわけではありません。入力段と出力段の両方でスルーレートが制限されます。反転モードおよび利得の高い非反転モードでは、入力ピンの信号振幅が小さく、全体のスルーレートは出力段のスルーレートと等しくなります。入力段のスルーレートは、静止電流に関係し、電源電流が減少すると低下します。出力のスルーレートは、帰還抵抗および内部容量の値で設定されます。帰還抵抗を大きくしたり電源電圧を下げると、バンド幅が低下するのと同様に、スルーレートも低下します。図5a, 5b, 5cの

## アプリケーション情報

写真に多様な利得構成に対するLT1210の大信号応答を示します。スルーレートは利得が1の場合の770V/msから利得が-1の場合の1100V/msまで変化します。

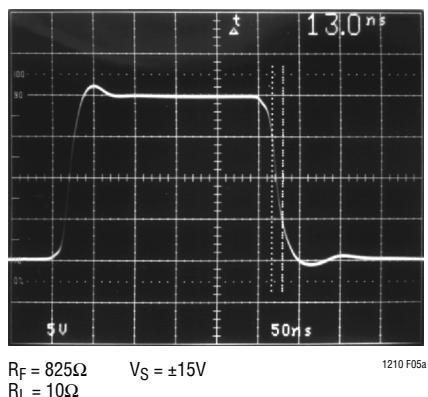


図5a. 大信号応答、 $A_v = 1$

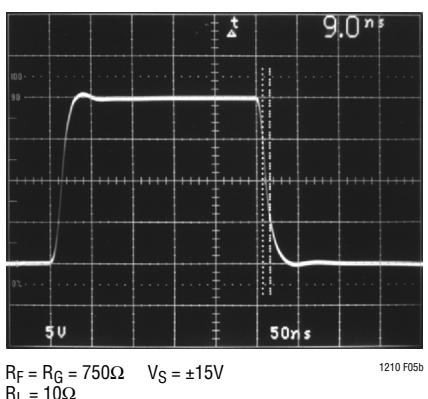


図5b. 大信号応答、 $A_v = -1$

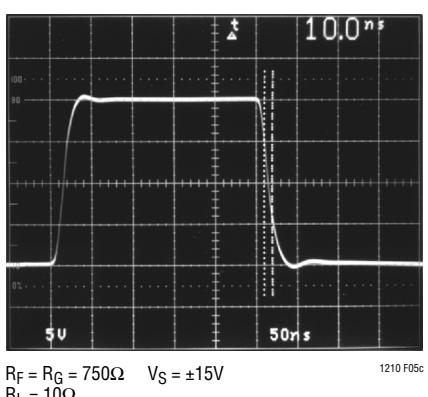


図5c. 大信号応答、 $A_v = 2$

LT1210を容量性負荷のドライブに使用すると、利用可能な出力電流によって全体のスルーレートが制限される可能性があります。最高速構成では、LT1210は1V/nsを超えるスルーレート能力を発揮します。この速度でコンデンサをスルーリングするのに必要な電流は、1ピコアラードの容量につき1mAですので、10,000pFには10Aも必要になるということです。写真(図6)に $C_L = 10,000\text{pF}$ のときの大信号動作を示します。スルーレートは約150V/msで、1.5Aの電流制限によって決定されます。

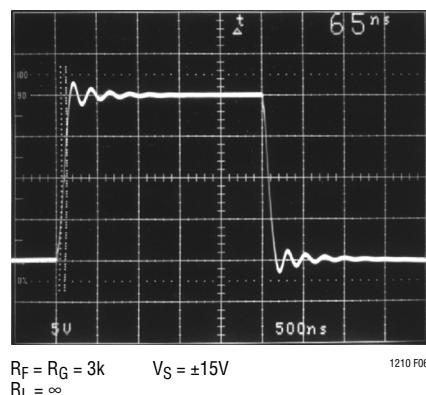


図6. 大信号応答、 $C_L = 10,000\text{pF}$

### 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 $\pm 6V$ に制限されます。通常動作では、入力間の差動電圧は小さいため、このクランプの効果はありません。しかし、シャットダウン・モードでは、差動入力振幅が入力振幅と同じ大きさになることがあります。したがって、許容最大入力電圧はクランプ電圧で設定されます。デバイスがシャットダウンするときにはいくらか余裕をもたせるために、入力信号を $\pm 5V$ 以下にすることを推奨します。

### 反転入力の容量

電流帰還型アンプには安定動作のために、出力から反転入力に抵抗性の帰還が必要です。出力と反転入力間の寄生容量が最小となるように配慮してください。反転入力からグランドまでの容量によって、周波数応答にピーク(そして過渡応答のオーバーシュート)が生じますが、アンプの安定度を損なうものではありません。

## アプリケーション情報

### 電源

LT1210は単一電源または $\pm 5V$ (全体で $10V$ )から $\pm 15V$ (全体で $30V$ )までのスプリット電源で動作します。同じ値のスプリット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。オフセット電圧の変化は $1V$ の電源ミスマッチあたり $500\mu V$ 以下です。反転バイアス電流の変化は標準で $1V$ の電源ミスマッチあたり $0.5\mu A$ 以下ですが、最大で $5\mu A$ 変化する可能性があります。

### 電源のバイパス

LT1210から最大出力と最小歪みを獲得するには、電源レールを十分にバイパスしなければなりません。たとえば、 $1A$ の電流ピークを負荷に供給している出力段では、 $1\Omega$ の電源インピーダンスによって $1V$ の電圧低下が生じ、その分だけ出力振幅が低減されます。表面実装型タンタル・コンデンサおよびセラミック・コンデンサをチップの近くに配置すると、優れた低ESRバイパス素子となります。周波数が $100kHz$ 以上の場合には、 $1\mu F$ および $100nF$ のセラミック・コンデンサを使用してください。 $100kHz$ 以下の大きなパワーを供給しなければならない場合は、容量性リアクタンスが制限要因となります。上記の $1\mu F$ 部品の代わりに、 $4.7\mu F$ のような大容量セラミックまたはタンタル・コンデンサが推奨されます。

出力をレールにドライブするときに、出力振幅が狭くなったりクリッピング効果に「歪み」が生じたら、バイパスが不十分であることを示しています。これが観察された場合は、デバイスの電源ピンに出力波形と直接関係があるリップルがないかどうかチェックしてください。大きな電源変調があればバイパスが不十分なことを示しています。

### 熱に関する考察

LT1210は、過剰な内部(接合部)温度からデバイスを保護するためのサーマル・シャットダウン機能を内蔵しています。デバイスの接合部温度が保護スレッショルドを超えると、デバイスは通常の動作とオフ状態の繰り返し(サイクリング)を開始します。この繰り返しは、デバイスに影響を与えるものではありません。サーマル・サイクリングは、標準で $10ms$ から数秒の低速度で発生しますが、これは消費電力とパッケージおよびヒートシンクの熱時定数によって決まります。デバイスがサーマル・シャットダウンするまで周囲温度を上昇させれば、サーマル・デザインにどれだけ余裕があるかがわかります。

表面実装デバイスの場合、放熱はPCボードと銅トレースの放熱機能を利用して行われます。実験から放熱銅レイヤを電気的にデバイスのタブに接続する必要がないことがわかつています。PCBの材質は、デバイスのタブに接続されたパッド領域、およびボード内部または反対側のグランド・プレーン層の間で、熱を放出するのに非常に効果的です。実際のPCB材の熱抵抗は高くなっていますが、層間の熱抵抗の長さ/面積比は小さなものです。銅ボード・スティフナおよびメッキ・スルーホールを使ってデバイスが発生した熱を放散することもできます。

表1および2に各パッケージの熱抵抗を記載します。TO-220パッケージの場合、このパッケージは通常ヒートシンクに実装されるため、熱抵抗は接合部-ケース間にについてしか規定されていません。数種類の異なるボードサイズおよび銅面積に対する熱抵抗の測定値を各表面実装パッケージについてリストします。すべての測定値は、2オンスの銅フォイルをもつ $3/32"$ FR-4ボードを使用し、静止雰囲気で得られたものです。このデータは、熱抵抗を推定する際におおまかなガイドラインとして使用できます。各アプリケーションの熱抵抗は、ボード上の他の部品との熱作用やボードのサイズと形状によって影響を受けます。

表1. Rパッケージ、7ピンDD

銅面積		基板面積	熱抵抗 (接合部・周囲間)
上面*	裏面		
2500 sq. mm	2500 sq. mm	2500 sq. mm	25°C/W
1000 sq. mm	2500 sq. mm	2500 sq. mm	27°C/W
125 sq. mm	2500 sq. mm	2500 sq. mm	35°C/W

\* デバイスのタブを上面の銅に接合する。

表2. ヒューズ付き16ピンSOパッケージ

銅面積		基板面積	熱抵抗 (接合部・周囲間)
上面*	裏面		
2500 sq. mm	2500 sq. mm	5000 sq. mm	40°C/W
1000 sq. mm	2500 sq. mm	3500 sq. mm	46°C/W
600 sq. mm	2500 sq. mm	3100 sq. mm	48°C/W
180 sq. mm	2500 sq. mm	2680 sq. mm	49°C/W
180 sq. mm	1000 sq. mm	1180 sq. mm	56°C/W
180 sq. mm	600 sq. mm	780 sq. mm	58°C/W
180 sq. mm	300 sq. mm	480 sq. mm	59°C/W
180 sq. mm	100 sq. mm	280 sq. mm	60°C/W
180 sq. mm	0 sq. mm	180 sq. mm	61°C/W

# LT1210

## アプリケーション情報

T7パッケージ、7ピンTO-220

熱抵抗(接合部-ケース間) = 5°C/W

### 接合部温度の計算

接合部温度は次式から計算できます。

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

ここで、

$T_J$  = 接合部温度

$T_A$  = 周囲温度

$P_D$  = デバイスの消費電力

$\theta_{JA}$  = 热抵抗(接合部-周囲)

例として、周囲温度を70°Cと仮定して、SOおよびRパッケージについて、図7の回路の接合部温度を計算します。

デバイスの消費電力は電源電流を測定し、全消費電力を計算してから負荷および帰還回路の消費電力を減算して求めることができます。

$$P_D = (76\text{mA})(10V) - (1.4V)^2 / 10 = 0.56\text{W}$$

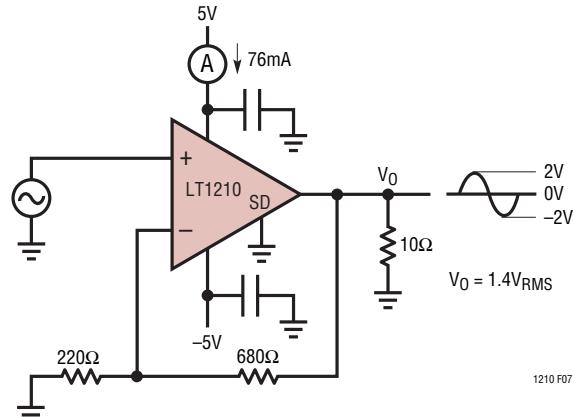


図7

したがって、次のようになります。

$$T_J = (0.56\text{W})(46^\circ\text{C}/\text{W}) + 70^\circ\text{C} = 96^\circ\text{C}$$

上部に1000 sq.mmの放熱板付きSOパッケージの場合

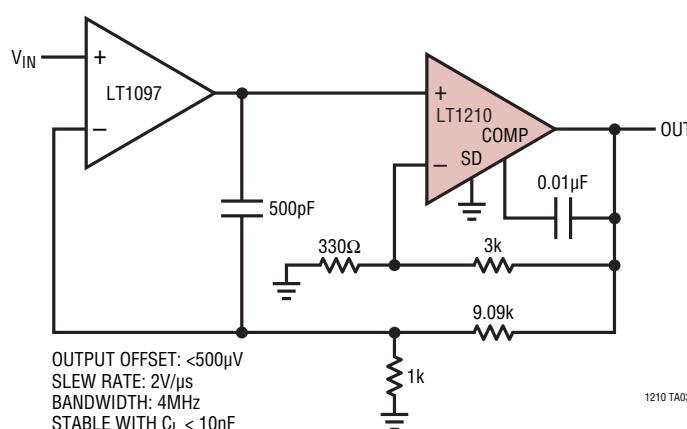
$$T_J = (0.56\text{W})(27^\circ\text{C}/\text{W}) + 70^\circ\text{C} = 85^\circ\text{C}$$

上部に1000 sq.mmの放熱板付きRパッケージの場合

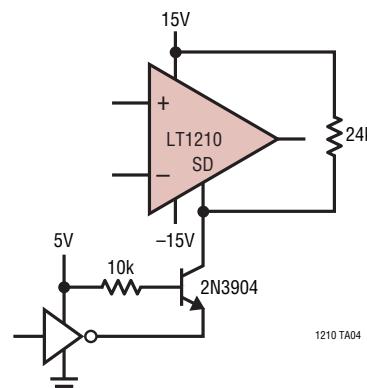
最大接合部温度は150°Cであるため、明らかに両方のパッケージとも許容できます。

## 標準的応用例

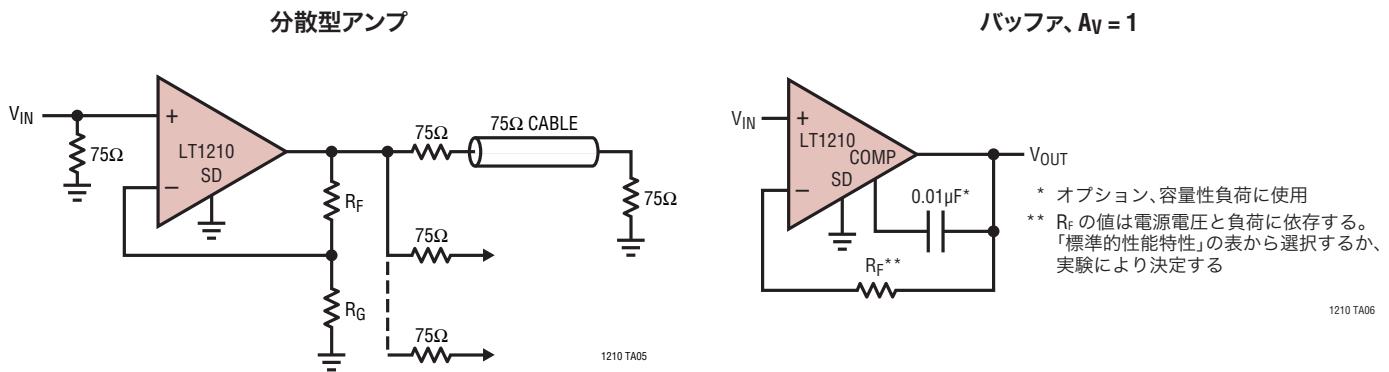
### 高精度×10大電流アンプ



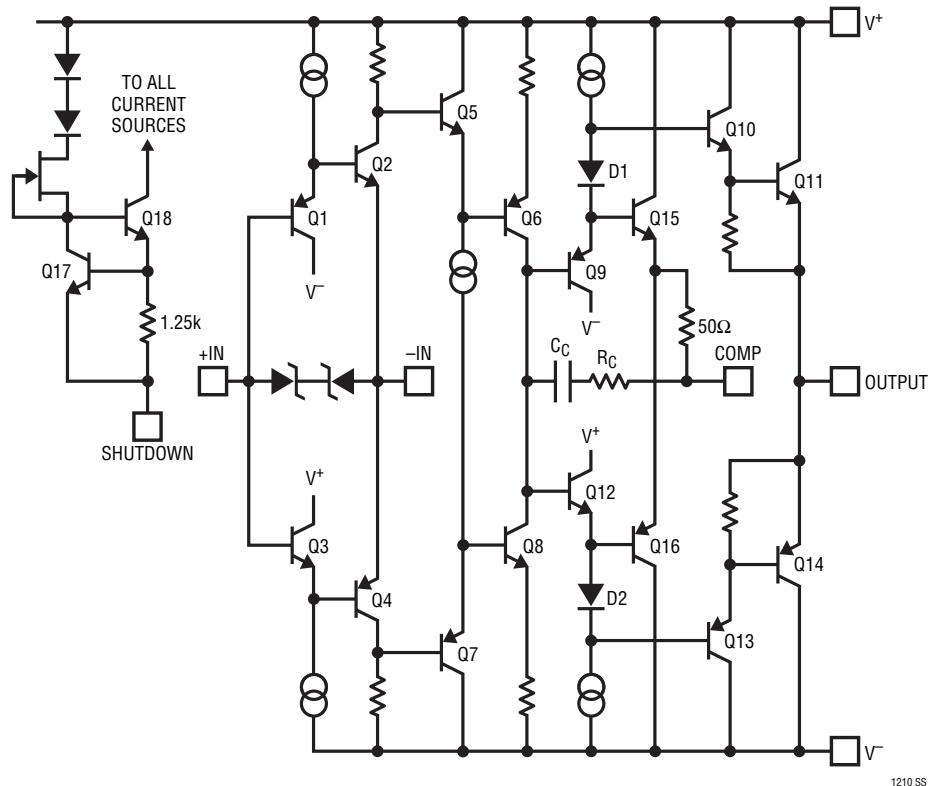
### CMOSロジックとシャットダウン・ピンのインターフェース



## 標準的応用例



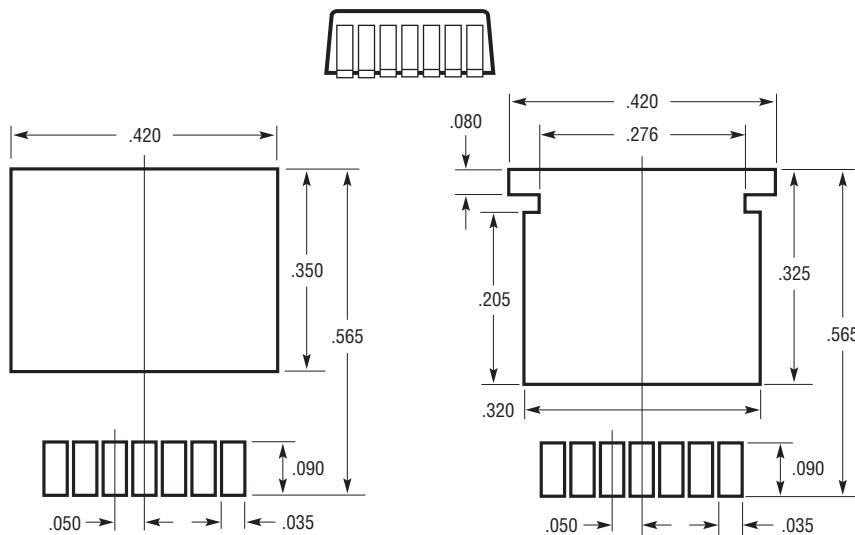
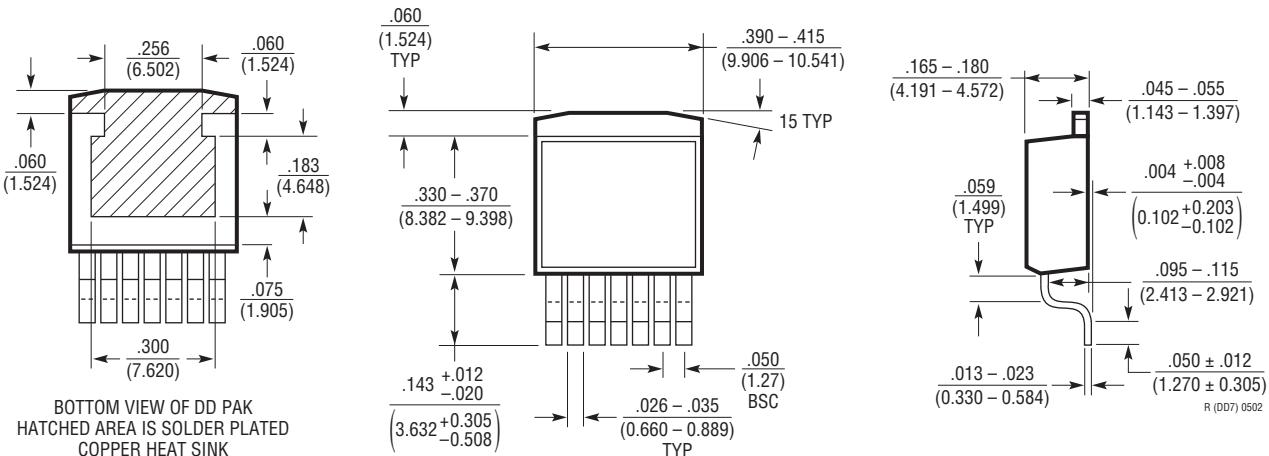
## 簡略回路図



## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> を参照してください。

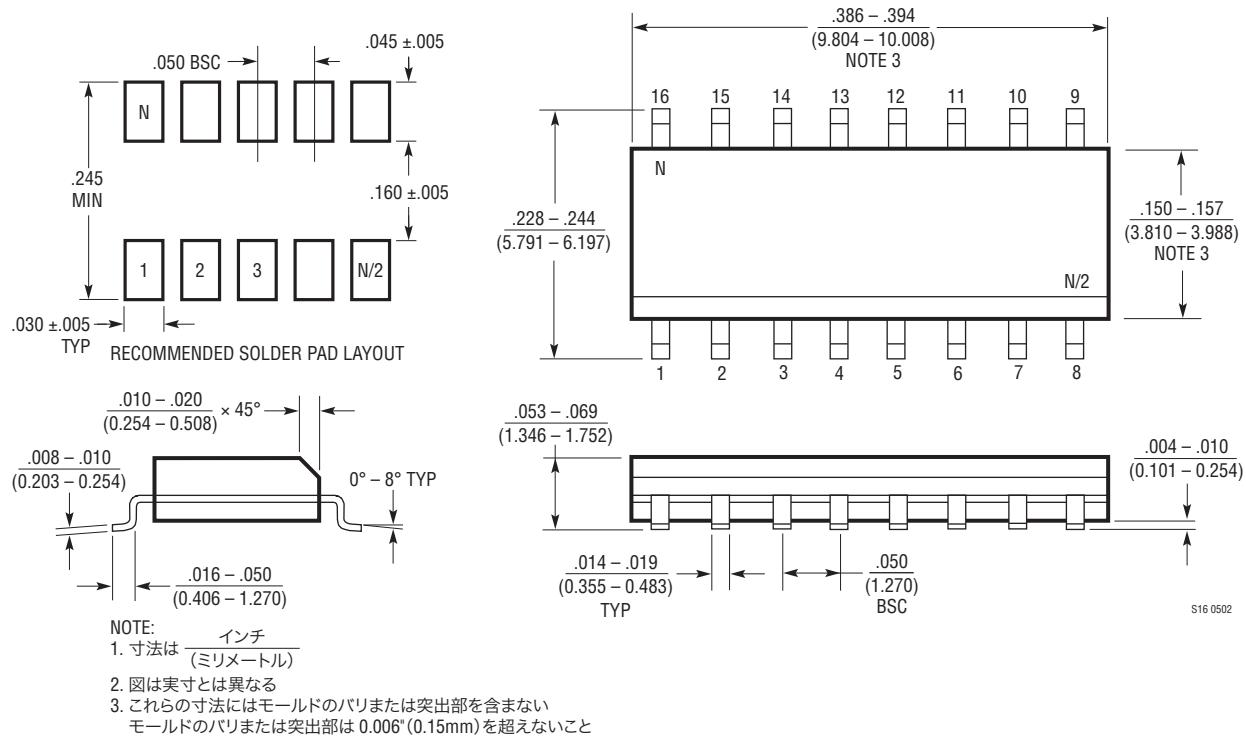
### Rパッケージ 7ピン・プラスチック DD Pak (Reference LTC DWG # 05-08-1462)



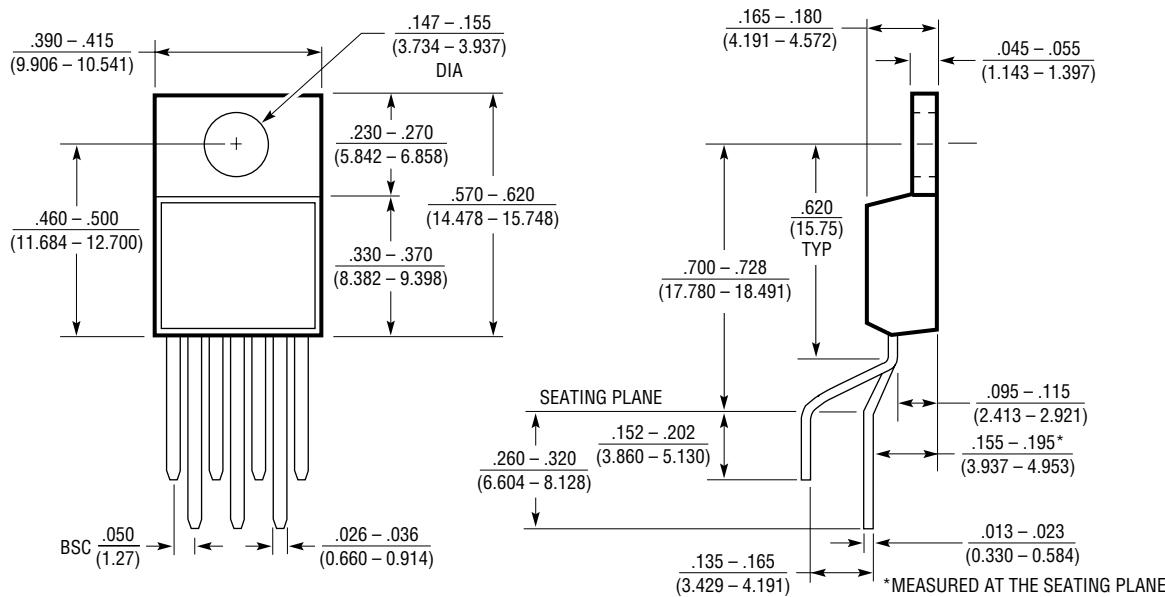
## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> を参照してください。

**Sパッケージ  
16ピン・プラスチック・スマール・アウトライン(細型 0.150インチ)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1610)

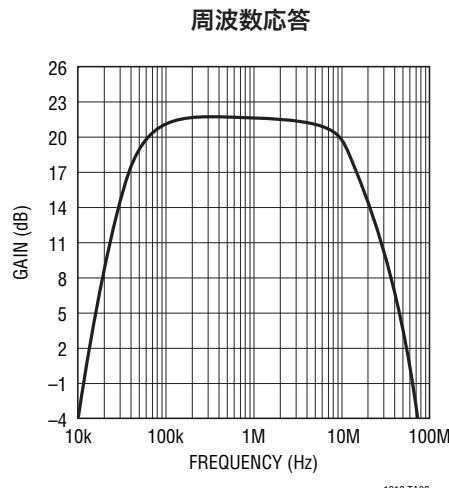
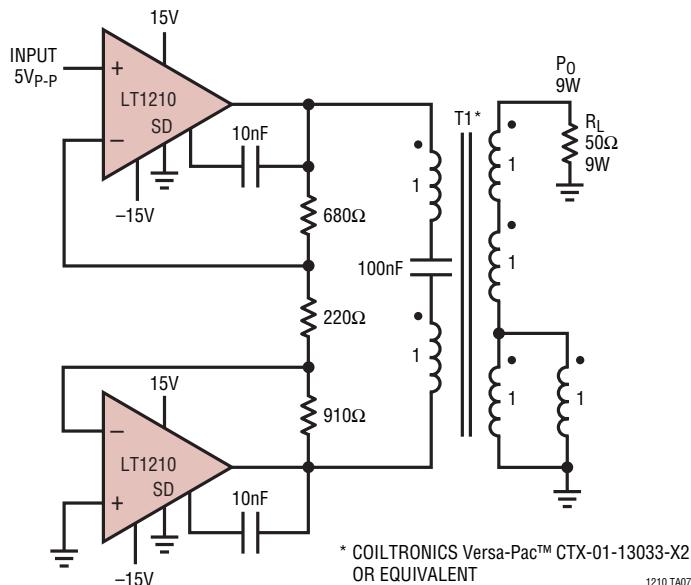


**T7パッケージ  
7ピン・プラスチック TO-220(標準)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1422)



## 標準的応用例

広帯域 9W ブリッジ・アンプ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1010	高速±150mA パワー・バッファ	20MHzの帯域幅、75V/μsのスルーレート
LT1166	パワー出力段自動バイアス・システム	高電圧／高電力出力段のためにAB級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 <sub>L</sub> =10,000pFで安定動作、900V/μsのスルーレート
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 電流帰還型アンプ	シャットダウン機能、1100V/μsのスルーレート
LT1360	シングル 50MHz、800V/μs オペアンプ	電圧帰還、C <sub>L</sub> =10,000pFで安定動作
LT1363	シングル 70MHz、1000V/μs オペアンプ	電圧帰還、C <sub>L</sub> =10,000pFで安定動作