

LM12 80W 出力パワーオペアンプ

概要

LM12は、±30Vの電源電圧で±10A、±25Vを出力することができるオペアンプです。このモノリシックICは、0.01%のひずみで4Ωの負荷に80Wの正弦波電力を送ることができます。パワーバンド幅は60kHzです。さらに800Wのピーク電力消費能力を持つため、ディレーティングを行わなくても、トランスデューサ、アクチュエータ、あるいは小型モータ等の無効負荷を扱うことができます。重要な特長としては次のようなものがあります。

- 入力保護
- ターンオン制御
- 熱制限
- 過電圧シャットダウン
- 出力電流制限
- 動的な安全領域保護

LM12は、いかなる出力電圧でも±10Aの電流を出力する上、電源への短絡等の過負荷から完全に保護されています。動的な安全領域保護は、パワートランジスタ・アレイ内の瞬間的なピーク温度制限によって行われます。

ターンオン特性は、供給電圧が合計で14Vに達するまで出力をオー

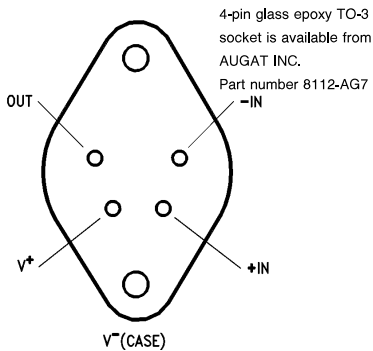
プン状態しておくことによって制御されます。また、ケース温度が150°を超えるか、あるいは供給電圧が BV_{CEO} に近づいた時にも、出力がオープンになります。LM12は、80Vまでの過電圧に耐えます。

このモノリシック・オペアンプは、ユニティ・ゲインの帰還に対する補償がなされており、700kHzの小信号帯域幅を持っています。スルーレートは、フォロワとしても9V/μsです。ひずみ、および容量性負荷に対する安定性は、コンプリメンタリ型、ディスクリット出力トランジスタを使った最良の設計に匹敵します。さらにLM12は、高差動入力電圧に耐え、万一、コモンモード範囲を超えてもうまく制御されます。

モノリシックICでも複雑な技術によらずかなりの出力電力を供給できるという事実が、LM12によって明らかになりました。LM12を並列あるいはブリッジ接続すれば、さらに大きな出力能力を持たせることができます。応用例としては、オペレーショナル・パワーサプライ、高電圧レギュレータ、高音質オーディオアンプ、テープ・ヘッド位置決め装置、XYプロッタその他のサーボ制御システム等があげられます。

LM12は、ケースが V_{-} の4ピンTO-3パッケージで供給されます。モリブデンのインタフェースに取り付けられた金共晶ダイは、熱疲労の問題を避けるためのものです。

Connection Diagram

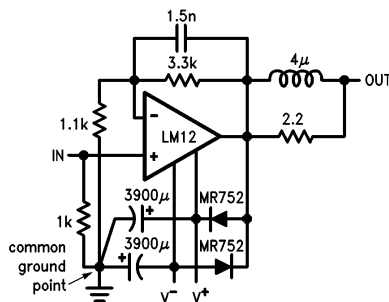


TL/H/8704-1

Bottom View

Order Number LM12CLK
See NS Package Number K04A

Typical Application*



TL/H/8704-2

* Low distortion (0.01%) audio amplifier

絶対最大定格

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電氣的信頼性試験方法の規格を参照下さい。

接合部温度 (Note 3)
保存温度範囲 - 65 ~ + 150
リード温度(ハンダ付け、10 秒) 300

全電源電圧(Note 1) 80V
入力電圧 (Note 2)
出力電流 IC 内部にて制限

動作定格
全電源電圧 15V ~ 60V
ケース温度(Note 4) 0 ~ 70

電氣的特性 (Note 4)

Parameter	Conditions	Typ 25°C	LM12CL	Units
			Limits	
Input Offset Voltage	$\pm 10V \leq V_S \leq \pm 0.5 V_{MAX}$, $V_{CM} = 0$	2	15/ 20	mV (max)
Input Bias Current	$V^- + 4V \leq V_{CM} \leq V^+ - 2V$	0.15	0.7/ 1.0	μA (max)
Input Offset Current	$V^- + 4V \leq V_{CM} \leq V^+ - 2V$	0.03	0.2/ 0.3	μA (max)
Common Mode Rejection	$V^- + 4V \leq V_{CM} \leq V^+ - 2V$	86	70/ 65	dB (min)
Power Supply Rejection	$V^+ = 0.5 V_{MAX}$, $-6V \geq V^- \geq -0.5 V_{MAX}$ $V^- = -0.5 V_{MAX}$, $6V \leq V^+ \leq 0.5 V_{MAX}$	90	70/ 65	dB (min)
		110	75/ 70	dB (min)
Output Saturation Threshold	$t_{ON} = 1$ ms, $\Delta V_{IN} = 5$ (10) mV, $I_{OUT} = 1A$ 8A 10A	1.8	2.2/ 2.5	V (max)
		4	5/ 7	V (max)
		5		V (max)
Large Signal Voltage Gain	$t_{ON} = 2$ ms, $V_{SAT} = 2V, I_{OUT} = 0$ $V_{SAT} = 8V, R_L = 4\Omega$	100	30/ 20	V/mV (min)
		50	15/ 10	V/mV (min)
Thermal Gradient Feedback	$P_{DISS} = 50W, t_{ON} = 65$ ms	30	100	$\mu V/W$ (max)
Output-Current Limit	$t_{ON} = 10$ ms, $V_{DISS} = 10V$ $t_{ON} = 100$ ms, $V_{DISS} = 58V$	13	16	A (max)
		1.5	0.9/ 0.6	A (min)
		1.5	1.7	A (max)
Power Dissipation Rating	$t_{ON} = 100$ ms, $V_{DISS} = 20V$ $V_{DISS} = 58V$	100	80/ 55	W (min)
		80	52/ 35	W (min)
DC Thermal Resistance	(Note 5) $V_{DISS} = 20V$ $V_{DISS} = 58V$	2.3	2.9	$^{\circ}C/W$ (max)
		2.7	4.5	$^{\circ}C/W$ (max)
AC Thermal Resistance	(Note 5)	1.6	2.1	$^{\circ}C/W$ (max)
Supply Current	$V_{OUT} = 0, I_{OUT} = 0$	60	120/ 140	mA (max)

Note 1: 絶対最大定格とは、IC に破壊が発生する可能性のある制限値をいいます。LM12 の動作が保証される最大電圧は、動作定格と Note 4 に示されます。誘導性負荷や、出力の短絡については、アプリケーションセクションを参照下さい。

Note 2: 入力電圧は、供給電圧を 50V 以上超えてはいけません。また、ひとつの入力とその他の端子間の電圧が、60V を超えてはいけません。

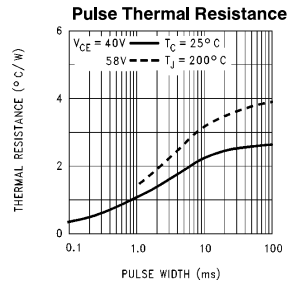
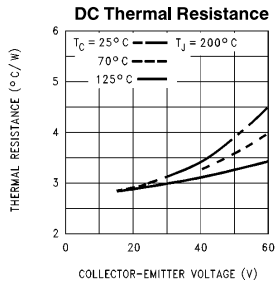
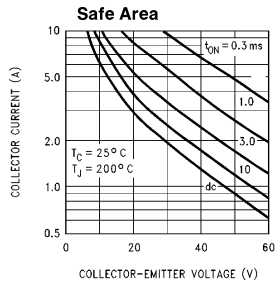
Note 3: 動作接合温度は、パワートランジスタ内では 225 付近、そして制御回路では 160 に、それぞれ内部的に制限されています。

Note 4: 供給電圧は、特記のない限り、 $\pm 30V$ ($V_{max} = 60V$) となっています。出力トランジスタの両端の電圧(電源 - 出力間)は V_{DISS} で、内部消費電力は P_{DISS} です。動作温度範囲は、0 T_C + 70 であり、ここで T_C とはケース温度を意味します。標準文字は 25 でのリミットを表し、太文字は全温度範囲でのリミットまたは特殊条件を表しています。ヒートシンクがなければ、パッケージの温度は、100W の内部消費当たり 35 / 秒の割合で上昇します。

Note 5: この熱抵抗は、パワートランジスタの中心では 200 のピーク温度、そしてパッケージ底面の中心では 25 のケース温度を基準にしています。制御回路の接合温度は、動作電圧とは無関係に 0.9 /W の DC 熱抵抗または 0.6 /W の AC 熱抵抗に基づいて求めることができます。

Note 6: 出力及び電源端子は静電気に対し抵抗を持ちますが、入力端子には抵抗成分はありませんので取り扱いには注意してください。

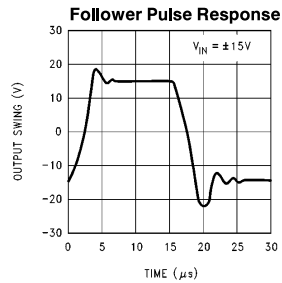
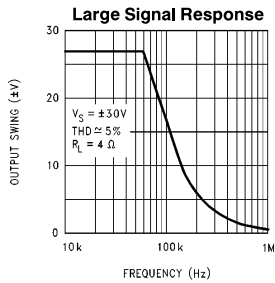
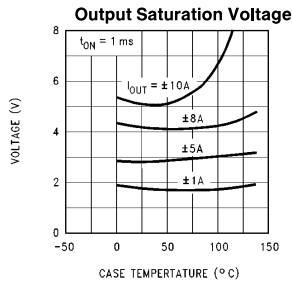
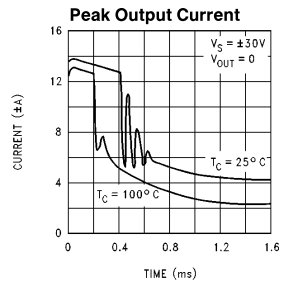
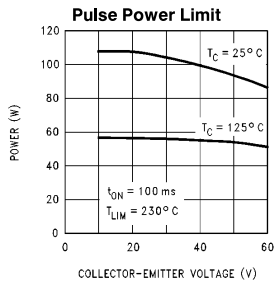
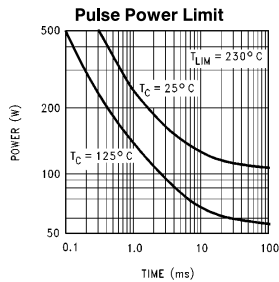
Output transistor Ratings (保証値)[†]



TL/H/8704-3

[†] LM12CL の定格電力は20V で10% 下がり、60V で15% 下がります。これに対応して熱抵抗が増し、また安全領域電流が低減します。

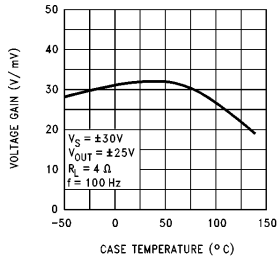
Typical Performance Characteristics



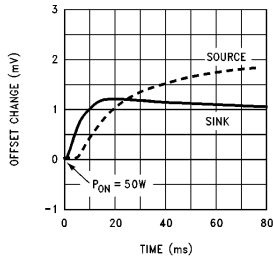
TL/H/8704-4

Typical Performance Characteristics (つづき)

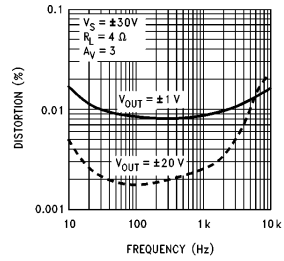
Large Signal Gain



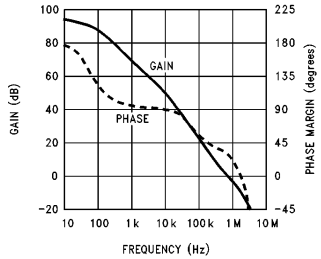
Thermal Response



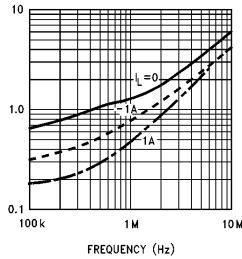
Total Harmonic Distortion



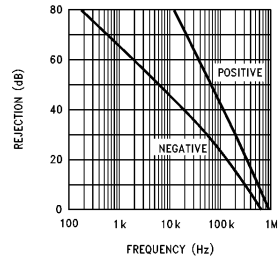
Frequency Response



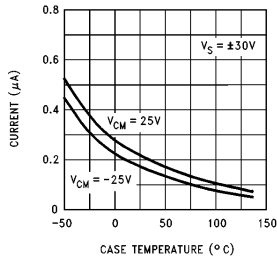
Output Impedance



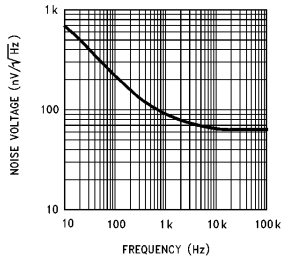
Power Supply Rejection



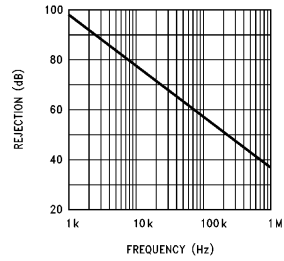
Input Bias Current



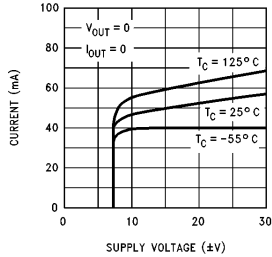
Input Noise Voltage



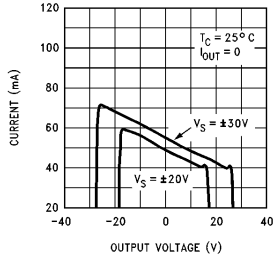
Common Mode Rejection



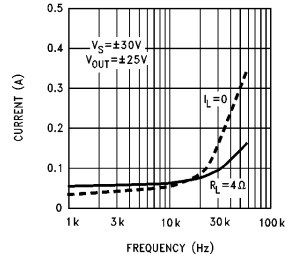
Supply Current



Supply Current



Cross-Supply Current



TL/H/8704-5

アプリケーション情報

概要

25年前、オペアンプは、主にアナログ計算に使用するために特別に設計された道具でした。しかし、1960年代末に安価なICオペアンプが手に入るようになってから、実際的な用途への応用が促進され、複数の個別部品に変わって使われるようになりました。オペアンプがあれば、ごく僅かの基本的な原理を覚えるだけで、費用および設計工数を最小限に抑えながら、幅広い応用分野で非常に優れた結果を生むことができます。

モノリシック・パワーオペアンプが利用できるようになったため、高出力の設計にまでこれらの利点を拡げることが可能になりました。ここでは、パワー回路に関係したオペアンプの原理を説明するため、従来の幾つかの応用例を見てみます。量産化の実現によって、価格の下落が避けられないものとなり、現在では些細と思われる用途にたいしても、その使用が促進されるでしょう。複数のパワートランジスタをひとつのオペアンプと置き換えれば、性能が向上するばかりでなく、付属回路が簡素化されます。さらに、IC化により各保護回路が大幅に改善され信頼性が向上する上、設計時間が短縮できるため、非常に経済的ともなります。

パワーオペアンプは、設計に新しいファクタを導入します。過渡電流が10Aを超えると、様々な意味でワイアの相互接続のインダクタンスと抵抗が重要になります。さらに、電力定格は、性能を決定する上で重要なファクタです。しかし、ICの電力性能は、充分なヒートシンクに適切に実装されていなければ達成することはできません。そのためパワーオペアンプでは熱設計が非常に重要です。

応用に関するこの要約では、まず、様々な障害条件を持つ設計でLM12を使用して生じる、問題の原因を明確化することから始めてみます。簡単な予備知識がこれらの問題を取り除きます。実験を開始する前に、電源バイパスコンデンサ、リード・インダクタンス、出力クランプ・ダイオード、グラウンドループ、および無効負荷に関するセクションを読んでみるとよいでしょう。そして、誤動作、劣断、過度のひずみ、あるいは発振による問題に出会ったら、これらのセクションをもう一度順に見直すことです。

取り扱いや保護回路も動作に影響を与えます。万一合計電圧が定格を超えたり、あるいは15 ~ 20Vになった場合、オペアンプは完全に停止します。また、ケース温度が150 °Cを超える場合にも停止し、145 °Cに下がるまで継続します。熱システムによっては、これに数秒間かかることがあります。動的な安全領域保護が起動されると、メインフィードバックはそのコントロールを失い、出力が落ち、発振が起こることも考えられます。ACの応用例では、動的保護によって波形のひずみが発生します。LM12は熱の過負荷から十分に保護されているため、電力損失やヒートシンクの必要条件については最後に述べます。

電源バイパス

電源ラインのバイパスは、寄生発振の問題を避けるために低インダクタンスのコンデンサを短くそして、ICのパッケージ端子のすぐ近くに配置すべきです。パワーオペアンプは、大容量のバイパスコンデンサが必要です。LM12は20 μ F以上の高品質電解バイパスコンデンサを必要とします。その他の問題を考慮すれば、さらに大きなコンデンサが必要となります。

電源リード線を流れる電流は、負荷電流が整流されたものです。もし、適切なバイパスが行われなければ、このひずみ信号は内部回路に帰還されてしまいます。高周波を低ひずみで使用するにはICパッケージ端子において470 μ F以上で電源ラインのバイパスを行うことが必要です。

リード・インダクタンス

通常のオペアンプでは、リード・インダクタンスの問題は、ふつう電源ラインのバイパスに関するものと考えられています。パワーオペアンプは、特に大きな容量性負荷を持つ場合、出力リード線のインダクタンスに対しても敏感です。入力へのフィードバックは、負荷との共通インダクタンスを最小限に抑えるために、出力端子から直接とるべきです。出力端子より離れた負荷に対するセンシングには、出力端子からの高周波帰還パスを必要とします。リード・インダクタンスはまた、電源ライン上で電圧サージを起こす原因にもなります。さらに、電源ラインに長いリード線を使用すると、出力を短絡した時にそのリード・インダクタンスに蓄積されたエネルギーが解除され、電源バイパス・コンデンサへと再びダンパされます。

このトランジエントの振幅は、IC電源ピンに近く配置されたバイパスコンデンサの容量を増やすことによって減らすことができます。20 μ F程度の小容量バイパスコンデンサを使用した場合これらの電圧サージは、リード線の長さが2 ~ 3フィートを超える(> 1 μ Hリード・インダクタンス)だけでも問題になってきます。電源リードとグラウンドリード線をツイストすることにより、この問題は最小限に抑えられます。

グラウンド・ループ

高速の大電流回路においては、すべての問題は不適切なグラウンドレイアウト、及び接地ポイントが原因となって発生すると考えられます。一般的に言えば、各グラウンドを別々に共通点に戻すことによって問題を避けることができます。しかし、この方法は時には現実的ではありません。妥協するには、電源のバイパス、負荷、および入力信号のグラウンド・リターンに特に注意を払うことが必要です。接地平面(グラウンド・プレーン)もまた、適切な接地を行うための助けとなります。

システム性能と無関係な多くの問題は、システムの出荷試験に使用するテスト設備の接地に起因しています。複数のテスト設備が使われる時に特に隠れたバスの分類が困難ですが、電流プローブまたは新しいアイソレーテッド・オシロスコープのプリアンプを使えばその接地の問題を最小限に抑えることが可能です。信号発生器とオシロスコープ同期入力間の接地接続を取り除けば、ひとつの問題が解決されます。

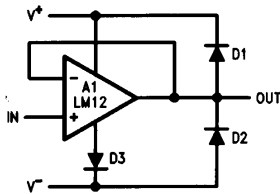
出力クランプ・ダイオード

誘導負荷をドライブしている時に、出力プッシュプル・アンプが出力限界に入ると、負荷インダクタンスに蓄えられたエネルギーが電源電圧以上に出力をドライブすることがあります。LM12は、数ミリ秒間、数アンペアを流すことのできるクランプ・ダイオードを内蔵していますが、極端な条件下ではICの破壊が起こることがあります。この内部クランプ・ダイオードは、クランプ電流の半分が電源に流れて出力がクランプされ、後の半分は両電源間を流れるという点で不完全です。そのため、外部ダイオードを使用して出力を電源にクランプすることを推奨します。これは、電源電圧が高い時に特に重要となります。

外部クランプ・ダイオードを使用しないで電源電圧が ± 20 Vを超える使用例において、出力と電源の短絡はランダムな傷害を発生させるということが経験からわかっています。そのため、負荷が特に誘導性でない場合でも、出力クランプ・ダイオードを使用する方が賢明でしょう。

アプリケーション情報 (つづき)

これはまた、ダイオードが使用されていない時に溶断が観察された実験回路についても言えます。応用システムがパッケージ化され、障害条件が管理できるとすれば、これらのダイオードを不要とすることができます。



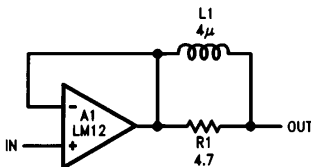
TL/H/8704-6

クランプ・ダイオードは過度電流のみをクランプするため、通常は放熱は重要ではありません。負荷ショート等によって起こる15Aものトランジェントによる順降下電圧の方がより重大ですが、実際にはこれらのトランジェントは急速に消失してしまいます。順電圧降下が1.0Vを超えると、負電流に対するクランプは、最悪の場合には効果がいくらか落ちてしまうかもしれません。しかし、このダイオードをパワーオペアンプのヒートシンクに実装すれば状況を改善することができます。モーター負荷においては、必要性が明示されている訳ではありませんが、3番目のダイオード(図上のD3)を加えれば、クランプ・ダイオードに対する配慮が不要となります。しかしこのダイオードは、オペアンプの負電流によって決定される連続電力を許容できなければなりません。

無効負荷

LM12は通常、抵抗性、誘導性、または小さな容量性負荷でも安定しています。大きな容量性負荷の場合は、開ループ出力抵抗(約1Ω)と相互に作用して帰還の位相余裕度を減らし、究極的に発振を起します。臨界容量は、増幅器の帰還条件に依存しています。ユニティ・ゲイン・フォロワは、約0.01μFに対応することができ、ループ利得を10にすると、1μFでも問題が発生することはありません。ユニティ・ゲイン以上のループ利得の場合、帰還抵抗に並列にスピードアップ・コンデンサを接続することにより安定性が増します。どのような場合でも、前述のように電源を適切にバイパスし、グラウンド・ループを制御して、高周波帰還が出力端子からのみ直接に得られる場合のみ、オペアンプは期待通りに動作します。

いわゆる容量性負荷は、必ずしも容量だけではありません。長いリード線を付けたQの高いコンデンサはオペアンプに対して直列共振負荷を与えることがあります。これは、実際にはあまり問題となりませんが、この事は頭に入れておく必要があります。

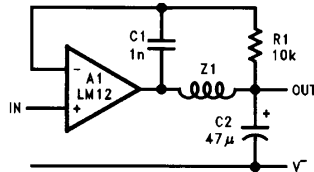


TL/H/8704-7

大容量性負荷(直列共振を含む)は、上図のように帰還増幅器を負荷から切り離すことによって、受け入れることができます。インダクタL₁は、低周波では低インピーダンスを、そして高周波では高インピーダンスとなります。低抵抗R₁は、容量性負荷によって形成されている直列共振回路のQを抑制します。低インダクタンスのカーボン抵抗器を推奨します。

L₁及びR₁の最適値は、帰還利得および予想される負荷の性質に依存

してはいますが、それほど厳密ではありません。4μHのインダクタは、18番の線を直径1インチ(25.4)の形に14回、小間隔で巻けば得られます。



TL/H/8704-8

LM12は、上図のような方法で出力に大きなコンデンサを付けることにより、すべての負荷に対して安定させることができます。この補償により、高周波での低い開ループ出力インピーダンスと、最良の負荷過渡応答が得られます。これは、ボルテージ・レギュレータ等の用途に最適です。

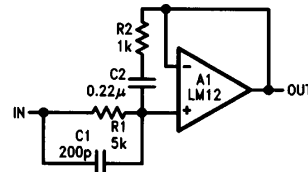
帰還コンデンサC₁は、ICの出力ピンに直接接続します。出力コンデンサC₂は、短いリードで出力端子に接続します。DCおよびACのグラウンド・ループを避けるため、一点接地にした方がよいでしょう。

インピーダンスZ₁は、オペアンプの出力と負荷コンデンサとを接続する線です。18番の線を3インチ(70nH)の長さで接続した場合良好な安定性が得られ、18インチ(400nH)で負荷過渡応答が劣化し始めます。0.1Ωの等価直列抵抗(ESR)を持つ固体タンタル・コンデンサを使用すれば、最小負荷キャパシタンス47μFとなります。電解コンデンサも使用できますが、ESRを0.1Ω未満に抑えるためには、容量を200μFまで増やさなければなりません。

オペアンプの非能動負荷における問題はループの安定性だけではありません。時間で変動する信号によって、電力消費は著しく増加します。これは、特に容量性負荷と高周波励振を組合せた時に言えます。

入力補償

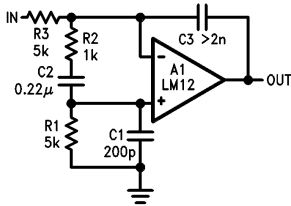
LM12は、高域のループ利得がユニティ・ゲインに近い時、飽和部分に低振幅の間欠発振が発生する傾向があります。電圧フォロワ接続が最もこの影響を受けます。このグリッチは、入力補償を行って小信号帯域を犠牲にすれば解決することができます。また容量性負荷の安定性を高めるためのLR分離回路と組合せて、入力補償を行うことも可能です。



TL/H/8704-9

入力補償を行った電圧フォロワの例をここに示します。入力に接続されるR₂、C₂の組合せはR₁と共に働き、100kHz未満の応答にあまり大きな影響を与えずに、高周波域での帰還を減少させます。コンデンサC₁は、ユニティ・ゲイン・クロスオーバー周波数における位相余裕度を改善します。適切な動作を確保するには、このフォロワをドライブする回路の出力インピーダンスが、数百kHzまでの周波数で1kΩ未満であることが必要です。

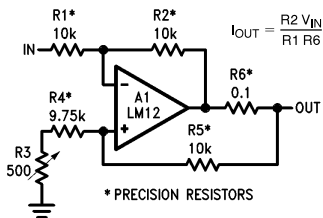
アプリケーション情報 (つづき)



TL/H/8704-10

ここでは、積分器に使用されている入力補償のもう1つの例を示しています。フォロウおよびこの積分器は、LR分離回路を使用せずに、 $1\mu\text{F}$ の容量性負荷をドライブ出来ます。

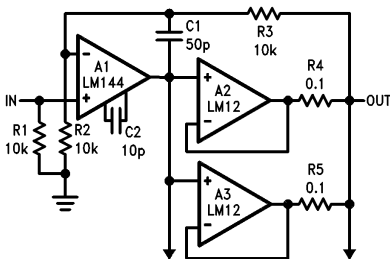
電流ドライブ



TL/H/8704-11

この回路は、入力電圧に比例した電流を出力します。サーボ・モータを電流ドライブすることは、モータのインダクタンスによって発生する位相の遅れを抑え、サーボ・ループを安定させるために役立ちます。電流モードで働く演算電源等、高出力抵抗を必要とする応用では、帰還抵抗のマッチングを0.01%にとることが要求されます。あるいは、トリミングのために可変抵抗器を使用することができます。

並列動作

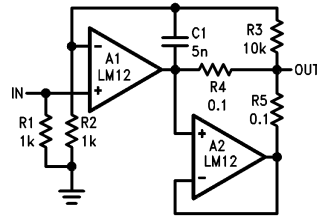


TL/H/8704-12

1つのパワーオペアンプの能力を超える出力ドライブは、上図のようにして行うことができます。パワーオペアンプはフォロウとして配線し、バランス抵抗器を通した出力を並列に接続します。ここでは、標準高電圧オペアンプが、電圧利得を得るために使用されています。そして全体的な帰還が、バランス抵抗器によって減少した電圧を補償します。

並列動作では、バランス抵抗器に加わるオフセット電圧に関連し、無負荷時の電源電流が増加することが考えられます。そして、さらに

大電流のドライブ要求を満たすために、個々にバランス抵抗器を持つ出力バッファを追加することができます。

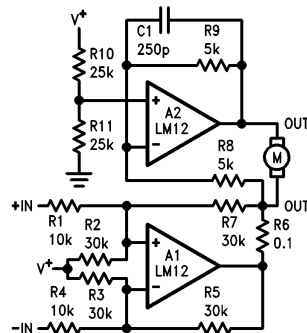


TL/H/8704-13

この接続方法では、別の制御増幅器を加えなくても出力容量を増やすことが可能です。出力バッファ、 A_2 は、主増幅器 A_1 が R_4 を通して供給するものと等しい負荷電流を、 R_5 を通して出力します。ここでも、さらに出力バッファを追加できます。

並列の増幅器間での電流の共用は、パワーバンド幅の限界に近づくにつれて、利得誤差による影響を受けます。最初の回路では、動作電流の増加は高周波特性のマッチングに依存します。しかし第2の回路では、 A_2 全体の入力誤差が R_4 および R_5 の両端に現れます。供給電流が増加してスルー限界に近づくとも電力制限が起動されます。これは、LM12 に損傷を与えるものではありません。帯域を制限する C_1 を A_1 の反転入力につなぐ事によって両方の問題を解決できます。

単一電源動作



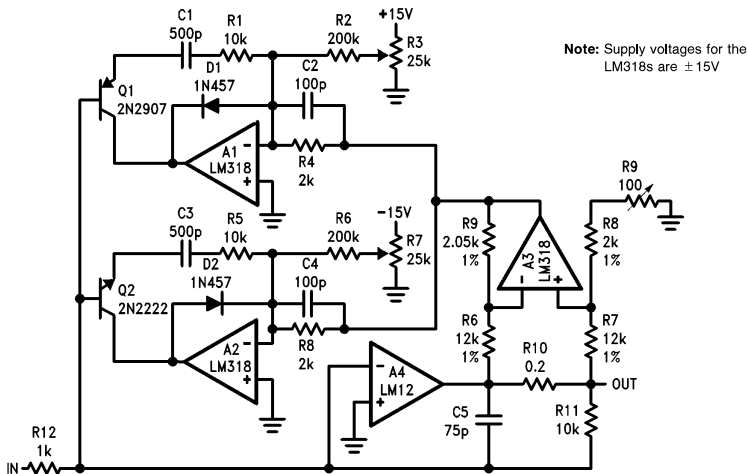
TL/H/8704-14

オペアンプは、通常は2電源で動きますが、単一電源動作でよく使用されます。このブリッジ増幅器は正の単一電源で働いて、サーボ・モータに双方向の電流ドライブを提供します。この出力は、 R_6 を短絡し、 R_7 を A_1 でなく A_2 の出力に接続することによって簡単に電圧ドライブに変換されます。

どちらかの入力を接地し、他方に双方向のドライブを提供します。また、1つの入力を正の基準電圧源に接続することも可能で、入力信号はこの電圧付近で可変します。もし基準電圧が5Vを超えていれば、 R_2 および R_3 は不要です。

アプリケーション情報 (つづき)

オペレーショナル・パワーサプライ

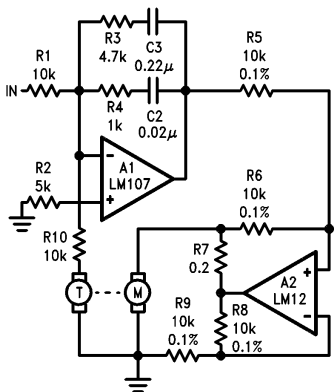


TL/H/8704-19

パワーオペアンプの出力電流は、上図のように制限することができます。正および負電流制限を正確かつ独立に設定することができます。D₁ および D₂ は、迅速な応答を保証します。調整範囲は、低い方はポテンショメータ R₃ 及び R₇ を使って零にまで設定できます。高い方は R₂ および R₆ に供給される電圧からリミットを設定できます。これが、オペレーショナル・パワーサプライまたはボルテージ・プログラマブル・パワーソースに必要なセットアップです。

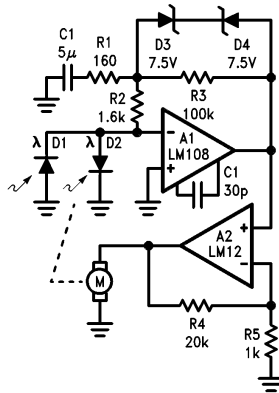
サーボ増幅器

パワーオペアンプを持つサーボ・システムを設計する時には、その増幅器を、サーボ・ループを安定させるための周波数整形に使用したいと考えます。しかし、それ以外にも良い方法があります。ただ、それがうまくいかない時もあります。これは、通常、どの位迅速かつ正確にサーボを安定させなければならないかということになります。



TL/H/8704-20

このモータ/タコメータ・サーボは、入力に比例した出力速度を出します。低レベルのオペアンプは周波数整形に使用し、パワーオペアンプはモータを電流ドライブします。この電流ドライブによって、モータのインダクタンスが引き起こすループ位相偏位が除かれ、高性能サーボが容易に安定します。

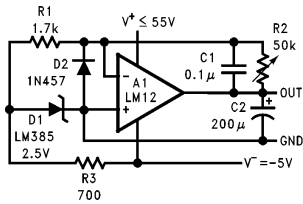


TL/H/8704-21

この位置サーボは、タコメータの代わりにオペアンプを使って、電気的にレート信号を発生します。高性能サーボでのレート信号は、モータ駆動の飽和を優に超えた大きな誤差信号となるように作らなければならない。別のオペアンプを帰還クランプと一緒に使用すれば、ループ飽和を超えたオーダー以上の位置誤差で、適切にレート信号を発生することができます。ただしこれは、このことを考慮してフォトダイオード・センサの位置が設定されている時に限ります。

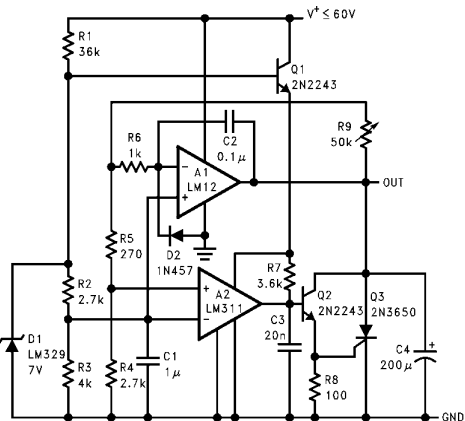
アプリケーション情報 (つづき)

ボルテージ・レギュレータ



TL/H/8704-22

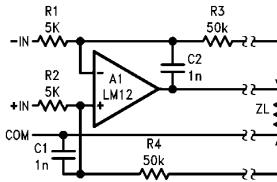
オペアンプは、正あるいは負のレギュレータとして使用することができます。一般のレギュレータとは異なり、出力にダンパされたエネルギーを吸収するため、このレギュレータは電流をシンクすることができます。この正のレギュレータは、0 ~ 50V の出力範囲を持っています。



TL/H/8704-23

零出力が不要ならば、オペアンプをボルテージ・レギュレータとして使用するために、2 電源を用意する必要はありません。この4V から50V のレギュレータは単一電源で働きます。万一オペアンプが、過電圧条件を制御するために十分にエネルギーを吸収できない場合は、SCR が働きます。

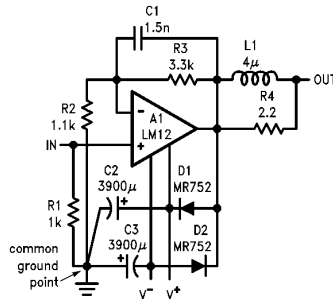
リモート・センシング



TL/H/8704-24

上図のようなリモート・センシングを使用すれば、オペアンプは、負荷を接続したケーブルでのDCの降下を補償することができます。しかし、それでもケーブル降下は、過渡的な応答に影響を与えます。この劣化は、太いより線を出力線として使えば最小限に抑えられます。通常は、送端でコモンと1つの入力を合わせて接続します。

オーディオアンプ



TL/H/8704-25

上図は、高音質オーディオアンプへの使用に適したパワーオペアンプを示しています。高周波ひずみは約0.01%です。そして、混変調ひずみ(60Hz/7kHz, 4:1)は0.015%と測定されました。過渡応答および飽和回復はクリーンでLM12の9V/μsのスルーレートによって、実質的に過渡的な混変調ひずみがなくなります。低域用および高域用スピーカをドライブするために個別の増幅器を使用すれば、高レベルのクロスオーバーネットワークやアッテネータは不要です。さらに、低域でのクリッピングが高域にひずみを与えることを防止します。

アプリケーション情報 (つづき)

最大消費電力の決定

10Hzよりかなり低い周波数で、抵抗負荷をドライブするオペアンプの電力を決定することは容易です。最大消費は、出力が、最大電源電圧の1/2の時に発生します。各出力トランジスタは、予想される最大ケース温度で、この電力を継続して扱えるような定格を持っていなければなりません。電力定格は、次の式から決定できる最大接合温度によって制限されます：

$$T_J = T_C + P_{DISS}\theta_{JC}$$

ここで、 T_C はパッケージ底の中心で測定されるケース温度、 P_{DISS} は最大消費電力、そして θ_{JC} は出力トランジスタの動作電圧における熱抵抗を表します。推奨される最高接合温度は、パワートランジスタ内で200、そして制御回路内では150です。

電源ライン上にリップルがある場合は、パワートランジスタのピーク定格がリップルのピークを超えない限り、最悪の場合の計算に平均値を使用しても有効です。リップルが120Hzとすれば、これは連続電力定格の1.5倍になります。

消費電力は、時間によって変化する信号、特に無効負荷の場合には簡単に決定することができません。ピークおよび連続消費定格の両方を考慮しなければならず、これは負荷特性ばかりではなく信号波形にも依存します。

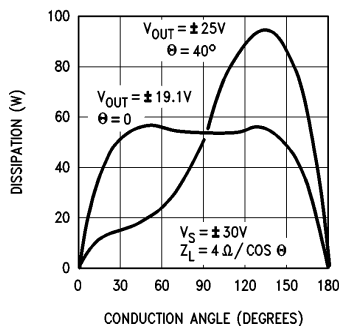
正弦波出力では、分析はかなり簡単です。電源電圧が V_S とすれば、両方の出力トランジスタの最大平均消費電力は次の通りです：

$$P_{MAX} = \frac{2V_S^2}{\pi^2 Z_L \cos^2 \theta}, \quad \theta < 40^\circ;$$

そして

$$P_{MAX} = \frac{V_S^2}{2Z_L} \left[\frac{4}{\pi} - \cos \theta \right], \quad \theta \geq 40^\circ,$$

ここで、 Z_L は負荷インピーダンスの大きさを表し θ はその位相角です。最大の平均消費は、 $\theta < 40^\circ$ の最大出力振幅に満たないところで発生します。



TL/H/8704-26

ここでは、出力トランジスタへの導通半サイクルにおける瞬間的な消費電力を示しています。次の半サイクルでの消費電力は、ほぼ零です。出力レベルは、最大ピークと平均消費により与えられます。プロットは、抵抗負荷および直列RL負荷に対して与えられています。後者は、共振周波数以下で動作する4Ω以下のスピーカにあたるもので、ほとんどの音響機器での最悪の条件になります。各トランジスタのピーク消費は平均の約4倍です。ACのアプリケーションでの出力能力は、しばしばパワートランジスタのピーク定格によって制限されます。

LM12のパルス熱抵抗が、定電力パルス長に対して指定されています。定電力パルスと実際に見られるパルスの間に等価関係を確立することは容易ではありません。しかし、正弦波の場合には、次の式から得られる定電力パルス振幅を想定することによって、任意の周波数で妥当な値を得ることができます。

$$P_{PK} \cong \frac{V_S^2}{2Z_L} \left[1 - \cos(\phi - \theta) \right],$$

ここで、 $\phi = 60^\circ$ 、および θ は位相角 Z_L の絶対値を表しています。等価パルス幅は、 $\theta = 0$ の場合には $t_{ON} \cong 0.4\tau$ 、そして $\theta = 90^\circ$ の場合は $t_{ON} \cong 0.2\tau$ です。 τ は出力波形の周期を意味します。

モータ・ドライバの電力消費

ドライバ消費電力を決定するためにモータの回転子を固定させると、モータは抵抗器と直列に接続したインダクタンスの形をしています。低速応答サーボを使えば、モータのインダクタンスが重要となる周波数で最大信号振幅は大変小さいので、モータ・インダクタンスの考慮が不要となります。この場合ドライバ・トランジスタの供給電圧と比べて逆起電力(emf)が十分小さくなる程度に回転子の速度が遅ければ、モータを簡単な抵抗負荷として扱うことが可能です。

永久磁石を使用したモータは、それを駆動するオペアンプの出力インダクタンスと等しい逆起電力(emf)が発生します。このモータを全速状態から反転するには、最初、モータ抵抗および合計供給電圧に基づいた負荷曲線に沿って、出力ドライバ・トランジスタを動作させる必要があります。最悪の場合でもこの負荷曲線は、ドライバ・トランジスタの連続消費定格内になければなりません。しかし、システム動特性によって、さらに高いパルス定格を利用することができます。もしシステムの応答が遅ければ、モータのインダクタンスによるストレスが加わることが考えられます。

分巻および直巻モータの場合には、合計供給電圧よりもかなり高い逆起電力(emf)を出すので、回転子を固定した時に同じ抵抗を持つ永久磁石モータよりも、ピーク消費量がさらに高くなります。

ボルテージ・レギュレータの電力消費

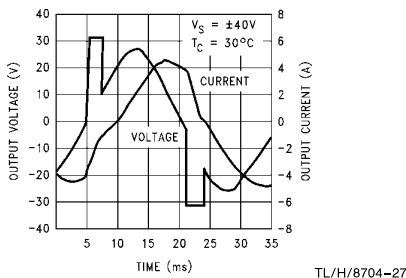
動作モードでのボルテージ・レギュレータのバス・トランジスタ電力消費は、簡単に決定されます。最大連続消費は、電源電圧が最大電圧で最大負荷電流の時に発生します。前に述べたように、ピーク定格を超えなければ、リップル電圧を平均化することができます。しかし、バス・トランジスタが最小のリップルで飽和しないようにするため、より高い平均電圧が必要となるでしょう。

立上り時の条件は、さらに複雑化する可能性があります。入力電圧は、レギュレータからコンデンサへの充電電流が電流限界に入らないようにゆっくりと増やしていけば、問題は発生しません。そうでない時には、負荷コンデンサと負荷特性を考慮しなければなりません。これは過負荷からの回復時に自動的に再始動を必要とする場合にもあてはまります。

もし、バス・トランジスタの連続消費定格が、定出力電圧以下のすべての電圧で負荷電流を継続供給するのに十分でなければ、急速に上昇する入力電圧による自動的な再始動または始動を保証することはできません。この意味では、LM12は、特に高線間電圧が20Vを超える時、フの字特性電流制限を使用したICレギュレータよりもよく働きます。

アプリケーション情報 (つづき)

電力制限



万一、LM12の電力定格を超過すると、動的安全領域保護が起動されます。この電力制限を受けた波形は、LM12が30Hzで $\pm 26V$ を 3Ω と直列の $24mH(\theta = 45^\circ)$ にドライブする場合を示しています。誘導負荷を使用すれば、上図のように出力が電力限界で電源にクランプされます。抵抗負荷では、出力はドロップします。さらに複合的なRCL負荷を加えた場合には、これらの最大値の間中となります。

熱制限については、ケース温度が $150^\circ C$ を超える場合に起動され、約 $145^\circ C$ に降下するまでICを完全に保護します。復帰するまで数秒間がかかります。

電源

パワーオペアンプは定電圧電源を必要としません。しかし、最悪出力はリップル波の谷の最低電圧によって決定されます。最悪電力消費は、最高電圧条件での平均電源電圧によって設定されます。保証できる出力損失は、これらの2つの電圧を2乗したものです。

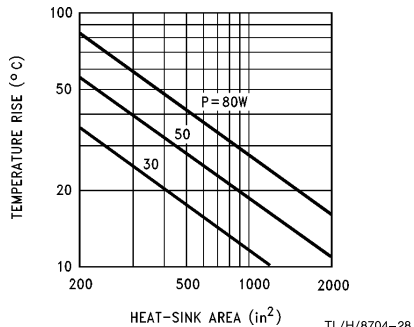
比較的簡単なオフラインのスイッチング電源を使えば、小型化や軽量化を進める一方で、電圧変換、ライン・アイソレーション、および5%の変動率を提供することができます。

また、リップルや入力電圧の変化を規制すれば、最悪条件下で保証される出力を実質的に引き上げることが可能です。さらに、スイッチング電源は、自動車バッテリー等の低電圧電源を、パワーオペアンプを動作させるための安定化されたデュアル高電圧源として作ることもできます。

放熱

半導体メーカーは、ヒートシンク設計に関して何の管理も行いません。温度定格は、パッケージ底の中心で測定されるケース温度にのみ基づいています。

100msを超える周期の電力パルスの場合、ケース温度は、ほぼ完全にヒートシンク設計とヒートシンクへのICの実装方法にかかっています。



ヒートシンクの設計は、この作業の範囲外にあります。対流冷却型ヒートシンクは商業ベースでの購入が可能です。定格についてはメーカーと話し合うことができます。上図は、対流冷却のためのフィン面積(両面)の機能と、温度上昇に対する大まかな目安を示したものです。

パッケージおよびヒートシンク間の熱降下を最小限を抑えるため、ICは適切に実装する必要があります。また、不必要に温度を落とさず、熱をパッケージ底の中心からフィンに伝えるため、パッケージの底の部分のヒートシンクには十分な金属部がなければなりません。

パッケージのヒートシンクへの実装時には、Wakefield型120やThermalloy Thermacote等の熱グリースを使用します。このグリースを使用しないと熱抵抗は $0.5^\circ F/W$ より悪いと考えられます。しかし、このグリースがあれば、パッケージおよびヒートシンク間の平面度が0.005インチ未満とすると、熱抵抗は $0.2^\circ F/W$ 以下となります。取付けボルトには適当なトルクを与えることが重要で、4~6ポンド/インチを推奨します。

ヒートシンクからV_s絶縁する時には、絶縁シートが必要となります。酸化ベリリウム、陽極処理アルミニウム、および雲母のような硬いシートでは、両面にグリースを塗ります。2ミルの雲母シートが最も普通で、グリースを使用して、約 $0.4^\circ F/W$ の熱抵抗が与えられます。シリコンゴムのシートも使用可能です。 $0.5^\circ F/W$ の熱抵抗は、グリースがない場合の値です。経験から言えば、これらのゴム座金は傷みやすく、ICを取り外す時には交換しなければなりません。

用語の定義

Input offset voltage (入力オフセット電圧): リニア動作領域において出力が無負荷でゼロ電圧となるよう、バイアスを加えるために両入力端子間に印加される電圧です。

Input bias current (入力バイアス電流): 出力が無負荷の電圧時入力端子への2入力電流の差であり、絶対値で表わします。

Input offset current (入力オフセット電流): リニア動作領域において、出力が無負荷0電圧時に、両入力端子に流入する電流の差です。

Common-mode rejection (同相信号除去比): 2端子間のオフセット電圧の変化幅に対する入力電圧範囲の比です。

Supply-voltage rejection (電源電圧除去比): 2端子間のオフセット電圧の変化幅に対する電源電圧変化幅の比です。

Output saturation threshold (出力飽和スレッシュホールド): 特定入出力ドライブへの出力スイングは、0出力に必要なスイング以上になります。0出力は出力スイングへの電源に対して測定されます。

Large signal voltage gain (大信号電圧利得): 規定の出力電圧振幅が出力に現われる場合、それが発生させるための差動入力電圧変化に対する出力電圧の比です。

Thermal gradient feedback (温度勾配帰還): パッケージでなく、出力トランジスタの過熱による温度勾配により、入力オフセット電圧が変化します。この結果、数ミリ秒の遅延が生じ、100Hz以下の利得誤差が発生します。

Output current limit (出力電流制限): 出力電流は固定電流電圧と大きな入力オーバードライブをもっています。時間とともに制限電流が降下するたびに保護回路が動作します。

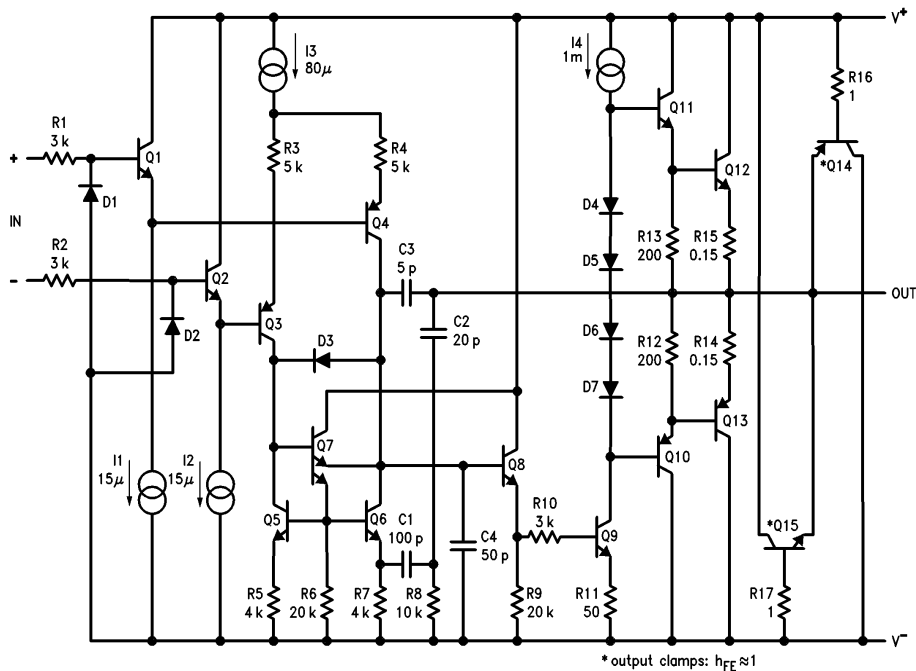
Power dissipation rating (電力消費定格): 保護回路が動作することなく、指定した一定期間の間電力が消費されます。時間間隔が100ms以上の場合、電力消費は、ICそれ自体よりも、ICパッケージのヒート・シンクによって決定されます。

Thermal resistance (熱抵抗): 接合部温度がケース温度以上に上昇した時の内部消費電力のユニット当りの熱抵抗ピーク値。パッケージ底面中央部で測定。

DC熱抵抗は1出力トランジスタが連続動作している場合に、また、AC熱抵抗は複数出力トランジスタがピーク電圧内の十分高い周波数で交互に導通している場合に適用されます。

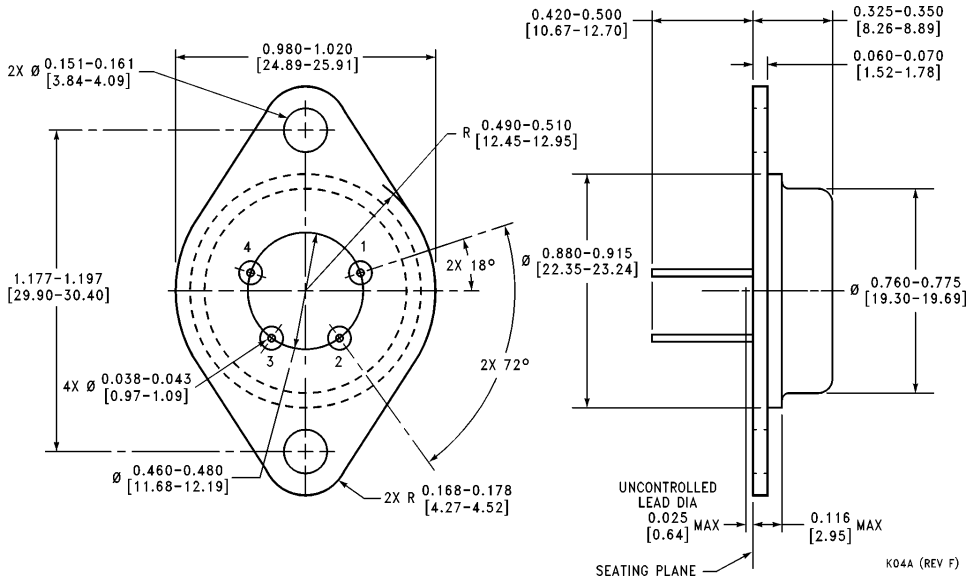
Supply current (電源電流): 出力が無負荷ゼロ電圧時、増幅器を動作させるために必要な電源から供給される電流です。

Equivalent Schematic (excluding active protection circuitry)



TL/H/8704-29

Physical Dimensions inches (millimeters)



4-Lead TO-3 Steel Package (K)
Order Number LM12CLK
NS Package Number K04A


生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは(a)体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または(b)生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本 社 / 〒135-0042 東京都江東区木場2-17-16 TEL.(03)5639-7300 <http://www.nsjk.co.jp/>

製品に関するお問い合わせはカスタマ・レスポンス・センタのフリーダイヤルまでご連絡ください。  **0120-666-116**



この紙は再生紙を使用しています