

外部バランス・コントロール・オプションによって、元々低かったオフセット電圧をゼロにすることができます。PA03は総合的な精度が高いため、フォトダイオードへの直接接続、長期間用の積分器の構築、12ビット以上の分解能を持つプログラマブル電源の設計などに最適です。

超高出力のPA03は、革新的なPower-Dip（デュアル・インライン・パッケージ）に納められたハイブリッドICです。直径0.060インチのピンが0.200インチの間隔で配置されているため大電流に対応し、標準の0.100インチ格子上にレイアウトできます。PA03のPower-Dipにおける銅製基板は、従来の鉄製TO-3型パッケージに比べて、8.5倍の熱伝導率、3倍の面積を確保しています。

超高出力トルク・モーター駆動

図1の並列ブリッジ回路は、1つのアプリケーションにおいて可能な出力の強化技術のいくつかを示しています。これはトランスインピーダンス・モードで動作し、トルク・モーターを駆動します。これにより、モーターのトルクが電機子電流に正比例するため、発生するトルクに対してD/Aコンバータ(DAC)を直接プログラムすることができます。このブリッジは、安価で効率の良い単一出力の電源を使用し、電流の駆動能力を増すことによって、出力する電力レベルをさらに2倍にしています。このオプションが不要の場合は、A3とA4、および関連する部品を削除してください。

このブリッジ構成を見てみると、A2とA4はA1とA3の出力を電源中点の基準電圧ノードに対して反転しています。したがって、A2とA4はA1とA3に対して同じ大きさで駆動しますが、極性は電源中点の基準電圧ポイントに対して反対になります。基準として電源の中点ノードを使用するため、アンプが簡単に飽和することはありません。図2は、トルク・モーターに対してフル・スケールの出力電流を流しているときのA1/A3とA2/A4の実際の出力電圧を示しています。

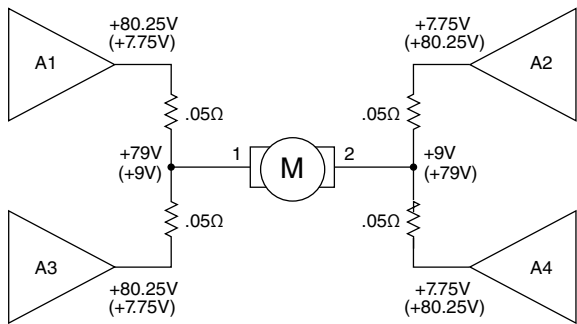


図2. フルスケール駆動電圧

A5(図1)は、ゲイン4のレベル・シフターとして構成されており、DACからの±1.25V入力を受け、基準ノードに対して駆動ノードを±5Vにスイングさせます。A1とA3は、それぞれこの差動の5V信号を増幅し、モーターの駆動端子1に±25Aレベルの電流を出力します。A4は、A2の出力電圧のユニティ・ゲイン・フォロアとなっています。A2とA4は、同じ出力電圧であり、電流制限抵抗も同じなので、合計50Aの電流を均等に分担します。

PA03のFET入力段のバイアス電流が極めて低いため、比較的大きな値の精密抵抗を使用することができ、電力損失を低く抑えることができます。このことによって、抵抗ネットワークにおける温度変化を最小限にするだけでなく、A5における電力損失も減らすことができます。駆動電圧に依存して発生する高インピーダンス・ノードのレベル・シフトを防止するために、基準電圧ノードと駆動ノードの両方について電流バランスをとる必要があります。駆動電圧レベルが基準電圧ノードに対して対称になっているので、この作業は容易です。

図3に、基準電圧ノードに関連した電流についての詳細を示します。R2EとR2Fは基本的な分圧器を構成しています。駆動レベルがゼロのとき、R13AとR13Bを流れる電流はR7を流れる電流に等しくなります。R1、R8、R9、R10に加わる電圧は、44Vの基準電圧に対してすべてゼロとなり、回路はバランスがとれています。記載されている電圧は、フルスケールの駆動レベルに相当します。R7は、DACからの入力である+1.25Vを含めて、R13AとR13Bを流れる電流と大体バランスをとっています。R10A、R10Bに流れる電流とR10C、R10Dに流れる電流の合計は、R1C、R1Dに流れる電流と、R8AとR8Bに流れる電流の合計に近い値になります。ここまでで、その差は15μAとなっており、この電流はR9を通して供給され、基準電圧ノードを44Vに維持しています。

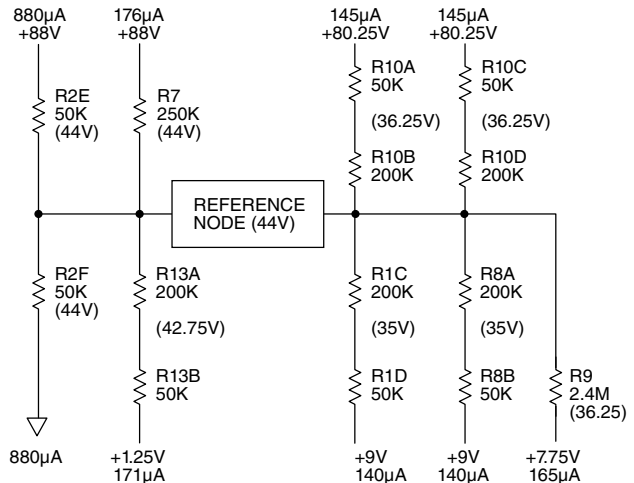


図3. 基準ノードの電流バランス

図4は、駆動ノードに関する電流を示しています。この駆動ノードではR2CとR2Dによって基本的な分圧器が構成されています。駆動ゼロのとき、R17、R1、R8には電圧がかからず、A5の出力はゼロになり、駆動ノードの電圧は44Vになります。これは、R2CとR2Dの電流が等しいということです。R16を流れる電流は、R13CとR13Dを流れる電流と均衡を保ちますので、残りの抵抗に流れる電流はゼロとなります。A/Dコンバータからのフル・スケール入力である+1.25Vに対してA5は約+10Vを出力します。駆動ノードの電圧が49Vに上昇しているため、R16を流れる電流とR13C、R13Dを流れる電流は均衡しくなくなります。R1A、R1Bを流れる電流とR8C、R8Dを流れる電流によって、駆動ノードの均衡が崩れます。R17は、電流の不均

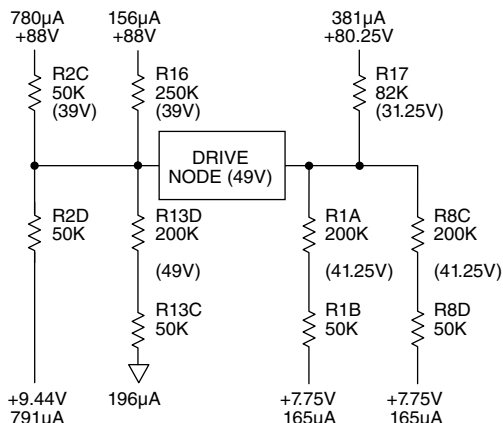


図4. 駆動ノードの電流バランス

たものに 15A を掛け、自己消費電力の 9.8W を合計) を必要とします。28V の出力レベルの場合、同じ 500ms に対して 163W (電源電圧 39V から出力電圧 28V を差し引いてセンス抵抗の両端電圧 0.75V を足したものに 15A を掛け、自己消費電力の 9.8W を合計) になります。

試験の残り時間 4.5s の場合、最大 1A の電流では 20.8W になります。最低必要な着脱時間 4s の間、電力損失は自己消費電力の 9.8W のみです。このことから、消費される平均電力はわずか 41.9W だということがわかります。熱時定数が 10 秒のヒートシンクを使用した場合、最高ピーク (306W、500ms) は、時定数の 5% の時点になり、306W を連続的に消費した場合の温度上昇の 4.9% になります。スパイク相当の平均電力 15 ~ 41.9W を合計すると、ピークの短時間に相当する電力は 57.23W と算定されます (厳密にタイミングを測ると若干変わる可能性があります)。

信頼性を確保するため、ピークの接合温度を 150°C、最大の周囲温度を 38°C と想定した場合、ヒートシンクに許される温度上昇は 18°C (150°C - 38°C - 92°C) となります。ピークの短時間相当の電力が 52.2W の場合、0.35°C / W のヒートシンクが必要になります。Apex Precision Power の HSO6 (0.6°C / W 自由大気) を 500ft/min の空気速度で強制空冷することで必要な定格が得られます。

このアプリケーションにおいて、誤ったタイミングやテスト・ユニットの不具合が原因で異常状態が発生した場合、306W レベルの短時間の動作であれば、サーマル・シャットダウンが機能して温度上昇を制限するため、PA03 を壊すことはありません。ワースト・ケースは、テスト・ソケット内での短絡です。この状態では、PA03 の電流制限の最大値である 42A まで達する可能性があります。この電流では、PA03 の両端が 36.9V のままで、センス抵抗 (R_S) の電圧降下が 2.1V になります。この電流と電圧のレベル (1.55KW) は、PA03 の安全動作領域 (SOA) カーブの 1ms ブレークダウンの線の内側に完全に入っています。したがって、PA03 のサーマル・シャットダウン回路の高速応答により、パワー・オペアンプを保護し、短絡を取り除くのに必要な時間を稼ぐことができます。

遠隔地での月面反射用アンテナのモーター駆動

太陽電池式のデータ収集には電力の節約が不可欠ですが、一方で、40Ft (12m) のパラボラ・アンテナを位置決めするには相当量の原動力が必要です。

ビーム角 3°、位置決め精度 0.5° の場合、月の角速度は 14.4° / 時なので、毎分 1 回の位置更新で済みます。シャットダウン中の位置を保持するためのウォーム・ギア駆動との組み合わせによる間欠運転で使用される PA03 のシャットダウン制御によって、エネルギー効率の良い位置決めシステムの

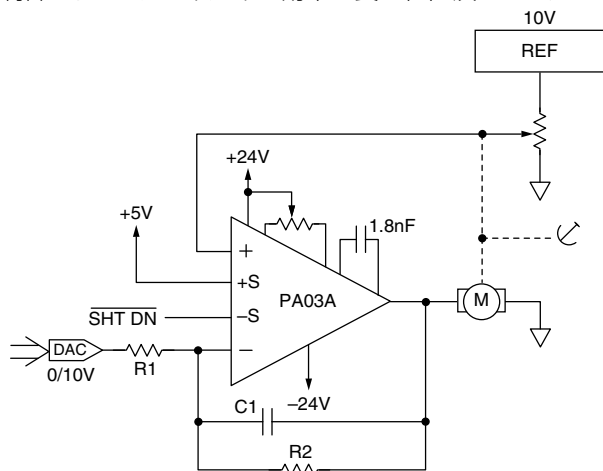


図7. 遠隔地での月面反射用アンテナのモーター駆動アプリケーション

構築が容易になります。

図 7 に示す D/A コンバータは位置データを電圧に変換します。この電圧は、帰還コンデンサ C1 と入力抵抗 R1 によって積分器を構成している PA03 の反転入力に印加されます。精密な基準電圧源とポテンショメータによって実際の位置に相当する帰還電圧が非反転入力に印加されます。希望する位置と実際の位置の差を積分した値に基づいて、PA03 がモーターを駆動します。R2 はダンピング要素として機能し、積分時定数を制限してオーバーシュートを最小限にします。

シャットダウン制御は毎回の位置更新の後 6 秒間だけ解除されます。この時間は PA03 にとってアンテナを位置決めするのに十分な時間であり、54 秒間 (時間全体の 90%) の待機電力を 2W に削減することができます。

このモーターの通常の必要電流は 8A ですが、強風時には最大 17A 必要になる可能性があります。このアプリケーションでは、アンプの出力は減衰パルスとなり、毎分 1 回、新しい位置までモーターを駆動します。このアンプは、ほとんどの時間で出力が最大の状態 (飽和状態) になるため、最大出力時の消費電力を計算しておく必要があります。

17A 出力時、PA03 は電源電圧 (電源レール) から 5.5V の範囲までスイングし、93.5W の内部損失となります。アイドリング時の電流 0.2A にトータルの電源電圧 48V を掛けた結果、9.6W が追加されることになり、トータル 103.1W がアンプで消費されることとなります。最大周囲温度 45°C、最大接合温度 140°C の場合、許容される温度上昇は 95°C となり、ヒートシンクに必要なとされる熱抵抗は次のようになります。

$$Q_{HS} = 95 / 103.1 - 0.3 = 0.62^{\circ} / W$$

Apex Precision Power HSO6 は、この基準を満たしています。

通常の弱風状態では、ピークの電池消費は 201.6W になります。しかし、デューティ・サイクルが最大 10% であること、および PA03 の省電力シャットダウン機能によって、平均の消費電力は大きく減少し、次のようになります。

$$P_{AV} = 0.1 (24 \cdot 8 + 48 \cdot 0.2) + 0.9 (48 \cdot 0.040) = 22W$$

さらに待機時の消費電力を 2W まで減らすには、通信が必要なときだけシャットダウン機能を有効にすることができます。

ユーザー・アプリケーションにおける PA03 の使用

効率を最大にするためには、要求する出力を生成するために必要な最低電圧の電源を選択する必要があります。

たとえば、12A で ±45V の出力を得るためには、データシートに規定された電源と出力の電圧差 (±5V) を加えて ±50V とします。

デュアル電源であれば、±75V もの高電圧が使用でき、トータルのレールツーレール電圧が 150V を超えないかぎり、非対称動作または単電源動作が可能です。コモン・モード電圧の仕様が電源電圧マイナス 10V となるため、入力電圧は、常に電源電圧より少なくとも 10V 低い値である必要があります。

大電力レベルを取り扱うため、アンプの熱を逃がすための熱経路は、PA03 のアプリケーションを成功させる上で特に重要です。1°C / W 定格のヒートシンクであれば 20 ~ 50W の熱を逃がすのに適当ですが、500W を取り扱うには不十分です。PA03 に対して、約 0.1°C / W クラスの熱抵抗を持つヒートシンクでは、次のようなことがよく必要とされます。きわめて広い表面積、強制空冷、場合によっては水冷などです。幸いにも、不十分なヒートシンクが取り付けられた場合でも、PA03 固有の安全回路によって、通常は、壊れることなくサーマル・シャットダウンを行います。破壊に至るようなパワー・レベルはかなり高いため、ほとんどのアプリケーションでは心配する必要はありません。

大電流パワー・オペアンプを使用するときは、必ず予防策を講じて、配線における電磁放射による電圧降下で起こる電流帰還を避ける必要があります。電流定格の大きい PA03

を使用する場合は特に問題になる可能性があります。PA03には、住宅用配線における分岐回路より大きな電流容量があるため、電源と出力リードについては、12番線 (AWG) またはそれより太い電線で配線する必要があります。

電源を経由した帰還を避けるためには、ピーク出力電流1アンペアあたり10μFのコンデンサ (最大300μF) に0.47μF以上のセラミック・コンデンサを並列接続したものでバイパスする必要があります。また、これらのコンデンサは電源ラインから1.5インチ (38.1mm) 以内に取り付ける必要があります。

高性能のバイパス部品を使用し、優れたレイアウト技術を駆使し、高品質の電源を使用した場合でも、大きなACリップルを簡単に引き起こすことがあります。リップルは、誤差の原因のひとつと考える必要があります。電源が他の回路素子にも電力を供給している場合は、正帰還が起こる可能性もあります。

電力損失の検討

直流回路における内部電力損失 (P) は次のとおりです。

$$P = (V_s - V_o) I_o + (I + V_s I + I - V_s I) I_q$$

ここで: I_o : 出力電流
 I_q : 静止電流
 V_o : 出力電圧
 V_s : 電源電圧

誤った電源電圧が使用された場合に、よく計算上の誤りが生じます。電圧 (V_s) は、電流を「吸い込む」または「送り出す」電源ピンにおける電圧である必要があります。ワーストケースの状態 (グラウンドまたは電源にショート) を間違えて選択すると、やはり誤りを生じます。

リアクティブ負荷を駆動する場合、出力電圧と電流の位相差によって、電力損失は等価な抵抗負荷に対して数倍におよぶ可能性があります。これらはまったく異なるものですが、同時に、正確な電力損失 (P) を得るために使用できる次のような簡単な方法があります。

$$P = P_i - P_o$$

ここで: P_i = 電源から取り出された電力
 P_o = 負荷に伝達された電力

純粋なリアクティブ負荷を使用するということは、電源から取り出された電力はすべてがアンプ内で消費されるということに留意してください。

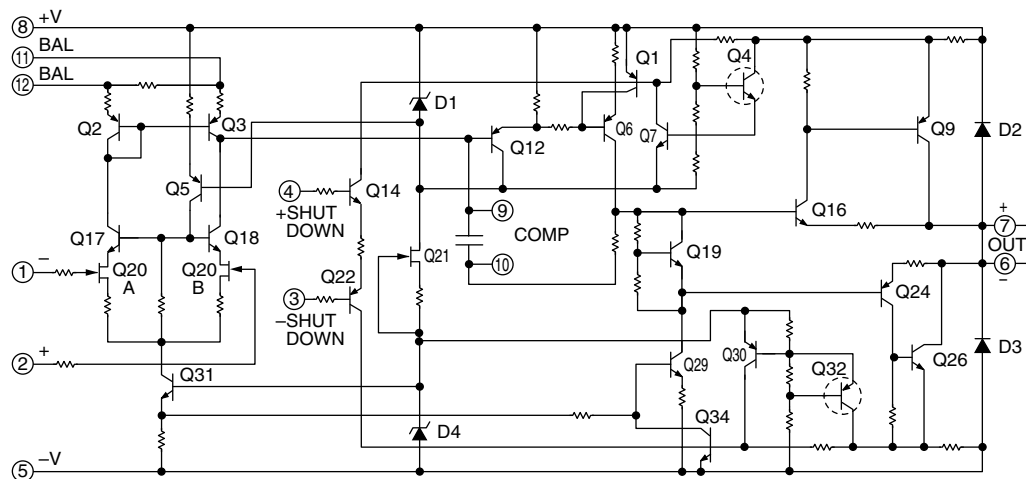


図8. PA03と同等の回路図

接合温度

PA03の絶対最大電力損失は500Wで、業界標準のデレーティング手順に基づいています。これは、ケース温度

25°C、最大接合温度175°Cでの動作を前提としています。

アプリケーションにおける電力損失と最大周囲温度 (T_A) が既知である場合、パワー・トランジスタのケース (T_C) と接合 (T_J) の動作温度は次のように決まります。

$$T_C = T_A + P \cdot \theta_{HS}$$

ここで: θ_{HS} = ヒートシンクへの取り付け表面から周囲空気までの熱抵抗

$$\theta_{JS} = \text{内部熱抵抗、接合からケースまで}$$

次のステップに従って、PA03に適用してください。

1. 最大内部電力損失 (P) を計算します。
2. PA03について、必要な信頼性を確保するために許容できる最大接合温度を決定します。これは、175°C未満である必要があります。Apex Precision Powerでは、150°C以下を推奨しています。
3. 接合温度が許容できる周囲温度からの温度上昇 ($T_J - T_A$) を計算します。
4. 必要とするヒートシンクの熱抵抗を計算します。

$$\theta_{HS} = (T_J - T_A) / P - \theta_{JC}$$

たとえば、周囲温度30°Cで接合温度が150°Cを超えないという条件で300Wを消費する回路では以下のようになります。

$$\theta_{HS} = (150 - 30) / 300 - 0.3 = 0.1^\circ\text{C/W}$$

PA03の動作

図8の回路図は、PA03の入力段が、大多数のApex Precision Power製FET入力ハイブリッド・パワー・オープンと類似していることを示しています。Q21、D1、D4は基準電圧源を構成しており、このアンプの入力と出力の両方にバイアスをかけています。Q31は入力段への電流源となっており、この入力段は、入力FETペアのQ20AとQ20B、カスケードトランジスタのQ17とQ18、ハーフ・ダイナミック・ロードのQ2とQ3で構成されています。Q5を流れる電流は入力FETペアの動作電圧 (ソース・ドレイン間) を決定します。Q12は、高出力インピーダンスの入力段と出力ドライバであるQ6の間で、インピーダンス・バッファとして動作します。

出力ドライバQ6のコレクタ負荷は、電流源、Q29、出力段で構成されており、その出力段は、Q16、Q9、Q24、Q26で構成されています。Q9とQ26のコレクタ接地構成によりPA03の出力を電源レール付近までスイングさせることができます。インバータのQ16とQ24は、局所帰還ネットワークを構成しているため、出力段が、非常に高い入力インピーダンスを持つエミッタ・フォロアのような、リニアな特性になっています。V_{BE} マルチプライヤQ19は、Q16とQ24を介して出力トランジスタにDCバイアスを与えます。また、出力段の電力を消費

するトランジスタに熱的に結合しています。さらに、このV_{BE} マルチプライヤはサーミスタを利用して出力トランジスタQ9とQ26を流れる静止電流の温度安定性を高めています。このA/B級出力段は、全温度範囲で静止電流の安定度が高く、

クロスオーバー歪が低く抑えられています。

Q2とQ3は高速ダイオードで、誘導キックバックを電源レールにバイパスすることで出力段を保護します。Q9とQ26の18.6ミリオームのエミッタ抵抗によって、アンプの出力電流が検出されます。電流が35アンペアを超えると0.65Vが発生し、それによってQ1またはQ34がオンします。その結果、これらのトランジスタによって、Q6またはQ29のベースの駆動入力が増加され、最終的に出力電流が35Aに制限されます。Q4とQ32はPA03の先進の安全動作領域(SOA)保護用のセンサーです。これら2つのトランジスタはパワー・トランジスタQ9とQ26の上に直接取り付けられているため、温度勾配がなくなり、出力トランジスタの接合部における温度変化への応答時間が最短になります。このセンサーのエミッタは、レベル変換器として動作するQ7とQ30に接続されており、電流制限トランジスタのQ1とQ34をオンにします。相補関係にあるQ14とQ22のペアは、PA03のシャットダウンを動作させます。コモン・モード電圧は除去されますが、2つのトランジスタ間に印加された差動電圧によってQ1とQ34で構成される電流制限回路がオンし、それによって出力段全体がシャットダウンします。このシャットダウンモードでは、出力ピンは負荷に対してハイ・インピーダンス状態になります。図9に、高速かつ高信頼性のサーマル・シャットダウンを実現する物理的配置を示します。

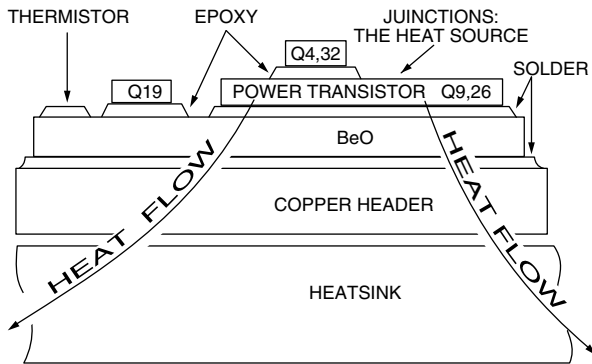


図9. サーマル・シャットダウンを実現する物理的配置

結論

PA03は、多様な設計業務を簡略化することができる汎用性の高い新型のビルディング・ブロックです。これを使用することで、従来、限られたスペースにおける線形電力制御の実現を阻んでいた、サイズや重量の問題を克服することができます。パワー・レベルの大きな向上、保護回路の改善、小信号特性の高性能化により、PA03はきわめてコスト対効果の高い技術革新のひとつとなっています。