

テレコム/データコム アプリケーション用の 絶縁電源

現代の電子回路における問題点の1つは電源です。機能性と密度が増加するにつれて、コストと効率に優れた電源を高性能基板に供給することはますます難しくなっています。しかし、コストと効率という2つの基本条件は多くのシステムにおいて互いに相反します。更に電源の全体的なサイズという第3の条件が問題を一層複雑にします。電源は付け足しと考えられることが多く、プロジェクトの初期段階では電源の詳細条件は決まっていません。このため、完成間際にコスト増又はシステムサイズ拡大といった妥協を強いられる結果となりがちです。

既存の解決法

システム設計者が用いる解決法の1つは、大手電源メーカーが提供している既成の「箱型」電源を利用することです。これらの電源はすぐに使用できる試験済みの標準構成で市販されており、(サイズの大きさにもかかわらず)システム内の他の部品と同様に扱われます。通常、こうした箱型電源は完全密封されており、ハンダ付け用の接続リード線のみが露出しています。又、多くの場合冷却用の大きなヒートシンクを必要とし、システム設計者は冷却のために適切な風流の供給構造を設けなければなりません。こうした箱型電源の欠点はリードタイムが長く、出力電圧が柔軟性に欠けること等ですが、最大の欠点はコストが高いことです。

社内設計の電源

市販の箱型電源の代わりに、社内で電源を設計する方が有利な場合があります。この方法は、最終アプリケーションに最適な形にすることができる上、出力電圧のカスタム化及び全体的なコスト低減等の利点があります。しかし、設計作業のために専従の電源設計エンジニアグループが必要となります。製品市場化を急ぐ場合、電源の設計と実証試験時間が十分取れないこともあります。

電源用の制御ICを製造している半導体メーカーのサポートを受けることによって、社内設計をある程度簡易化することができます。こうした電源には「市販設計」という言葉が当てはまります。一部の半導体メーカーが提供しているリファレンス設計を利用すると、電源設計作業は著しく軽減されます。この場合、システム設計者はマキシム社等の半導体メーカーが提供する最適化済みリファレンス設計を使用します。これによりコストが削減され、電源部品のレイアウトと配置が容易になります。

テレコム/データコム/サーバー電源

需要の大きい電源タイプの1つはテレコム/データコム用で、一般に電話局、PBX、サーバー等、入力電圧範囲が36V~72Vの施設で使用されています。これらの電源の重要な必要条件は、一次と二次の間の電氣的絶縁、広入力電圧範囲にわたる高効率及び一般的な頑丈さです。

これらの電源の設計は絶縁を必要とするために、比較的複雑になります。標準的な出力電力レベルは10W~100W、もしくはそれ以上になります。殆どの箱型電源はこれらの条件を満たしています。

50W絶縁電源

図1に市販設計の50W市販設計の例を示します。これは5Vの安定化出力を持つ絶縁電源です。表1には目標とするいくつかの仕様項目を示します。

表1. 50W絶縁電源の仕様

パラメータ	仕様
P_{OUT}	50W
V_{IN}	+36V~+72V又は -36V~-72V
V_{OUT}	+5V
I_{OUT}	10A
初期出力電圧 設定精度	±3%
出力電圧 レギュレーション	全ライン及び 負荷範囲で1%以下
スイッチング周波数	250kHz ±25%
入出力絶縁	1500V、1秒

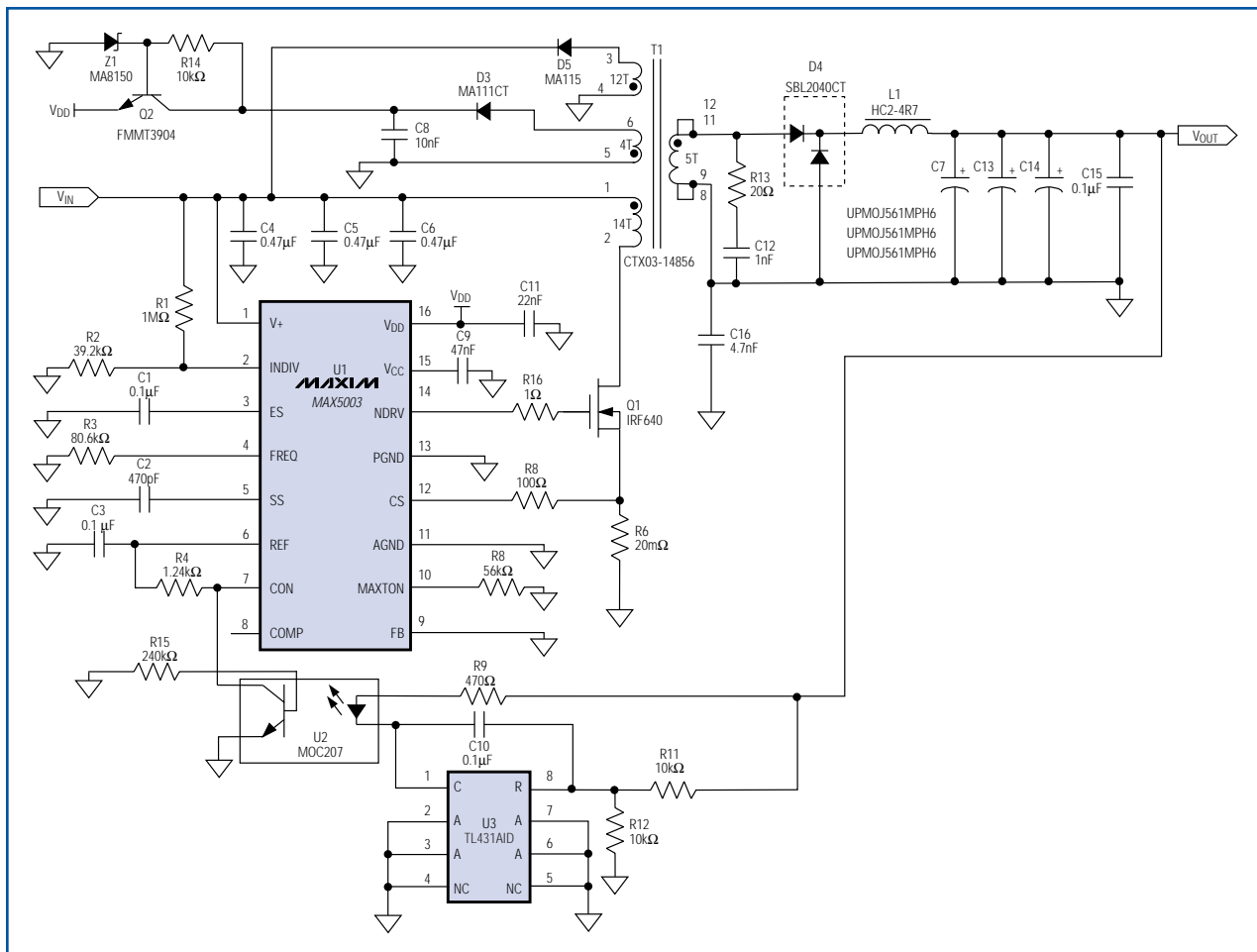


図1. 入力±48V、出力5V、10A絶縁電源の回路図

電源回路のトポロジー

利用可能な電源トポロジーの中で、シングルトランジスタのフォワード型トポロジーは最もシンプルかつ低コストであるだけでなく、動作電力範囲全域において極めて高い効率を提供します(図2a)。但し、このトポロジーはピンT1-3及びT1-4にトランスリセット巻線を接続する必要があります。フォワードコンバータが選択されている理由は、この電力レベルにおいてはフォワードコンバータの方がフライバックトポロジーよりも高い電力密度及び効率を提供するからです。一次フライバックトポロジーの回路図は一見シンプルですが、扱いにくいところがあります(横枠内の簡単な比較説明を参照)(図2b)。トランスT1は一次と二次の間に必要な絶縁を提供します(この例では1500V)。初期スタートアップの後で一次(T1-5、T1-6リード)の制御回路に電源を供給すると効率が改善されます。スイッチング周波数として250kHzが選択されているのは、トランス等のエネルギー貯蔵部品のサイズを最小限に抑えるためです。

制御回路

図1の一次側制御回路はMAX5003に基づいています。図3にこのICの簡略ブロック図を示します。MAX5003は、テレコム電源の設計に必要な多くの機能を統合した次世代の電源コントローラの代表例です。本デバイスは初期パワーアッププロセスを加速する高電圧スタートアップ回路を備えています。又、電圧フィードフォワード補償等、絶縁安定化テレコム電源の設計を補助する機能も備えています。電圧フィードフォワードが設計上の重要な要素である理由は、電圧制御ループの安定性を増す一定の電力段利得を実現しやすくなるからです。更に、電圧フィードフォワードにより入力電圧の変動に瞬時的に応答し、低速な電圧制御ループの介入なしに1サイクル内にデューティサイクルを補正できるため、入力電源除去比が改善されます。

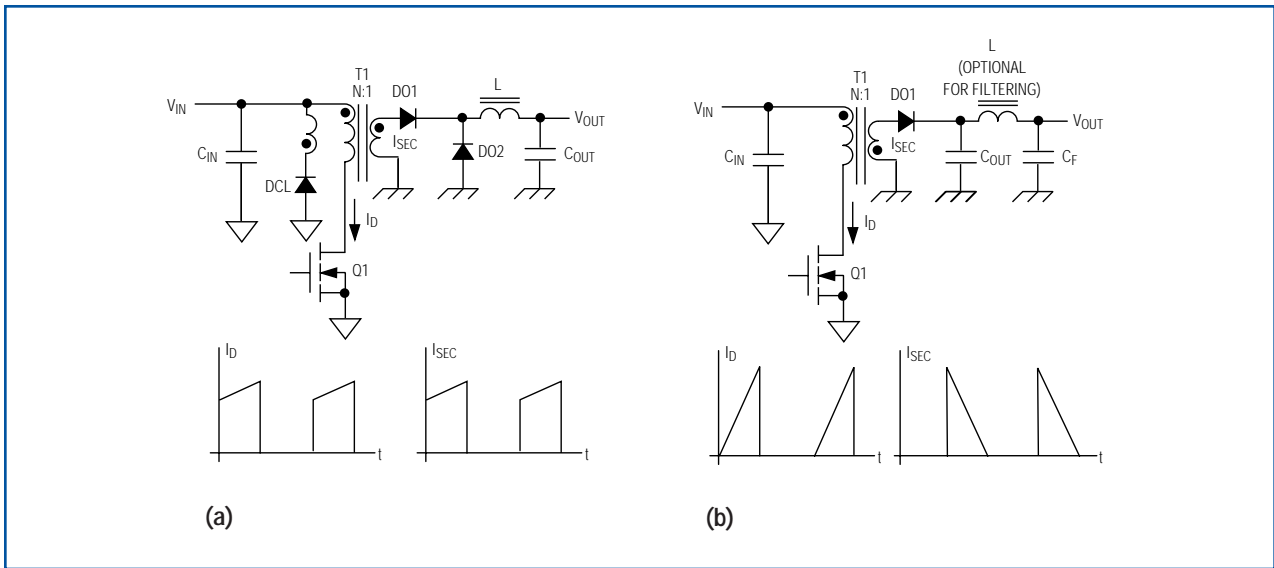


図2. フォワード及びフライバック電源トポロジー

図2a及び図2bに、フォワード及びフライバックコンバータを示します。図2aはフォワードコンバータの電力段構成を示しています。二次側回路への電力転送は、パワースイッチ(Q1)がターンオンされた時に起こります。殆ど全てのフォワード電源は連続導電モードで動作するため、次のサイクルの開始前までにインダクタエネルギーが完全になることはありません。ドレイン電流(I_D)はやや裾拡がりの長方形に見えます。Q1がターンオフしてDO2が順方向バイアス(全インダクタ電流を供給)になると、DO1は逆バイアスになります。DCLのカソードに接続されたリセット巻線はトランスコアに貯蔵されたエネルギーを入力ソースに返すことにより、エネルギーのリサイクルを実現します。

図2bはフライバックコンバータの電力段を示しています。この場合、二次側への電力の転送はQ1がターンオフした後で起こります。トランスコアに貯蔵されたエネルギーが負荷に供給されます。フライバックコンバータは出力インダクタを必要としないため、低電力アプリケーションにおいては低コストになります。しかし、出力電圧の高周波スパイクを減らすために小さなフィルタリングインダクタを必要とする場合もあります。フライバックコンバータは多くの場合断続モードで使用されます。このため、トランスに貯蔵されたエネルギーは、次のサイクルが始まるまでに完全に転送されます。

以下に、フィードフォワード補償の効果について説明します。フィードフォワード補償のないフォワードコンバータの変調器利得及び電力段利得をそれぞれ式1及び式2に示します。

$$\frac{d}{V_C} = k_1 s_r \quad (1)$$

ここで、 d はデューティサイクル、 V_C はPWMコンパレータ入力(ピン7)に存在する制御電圧、 k_1 は定数、 s_r は内部変調ランプのスロープです。

$$V_{OUT} = k_2 d V_{IN} \quad (2)$$

ここで、 k_2 は定数、 V_{OUT} は出力電圧、 V_{IN} は入力電圧です。

式1と式2を組み合わせると式3が得られます。この式はフォワード及びバックタイプレギュレータの理想的な利得を表す表現として知られています。しかし、この表現においては、電力段利得(V_{OUT}/V_C)が入力電圧に依存することに注意して下さい。

$$V_{OUT} = k_1 k_2 d V_{IN} s_r V_C \quad (3)$$

このように電力段が入力電圧に依存するため、入力電圧が大きく変動するシステムにおいては実現可能な制御ループ帯域幅が制限されます。又、入力電圧ラインに高速変動が乗ると、式3に示すように出力電圧に直接

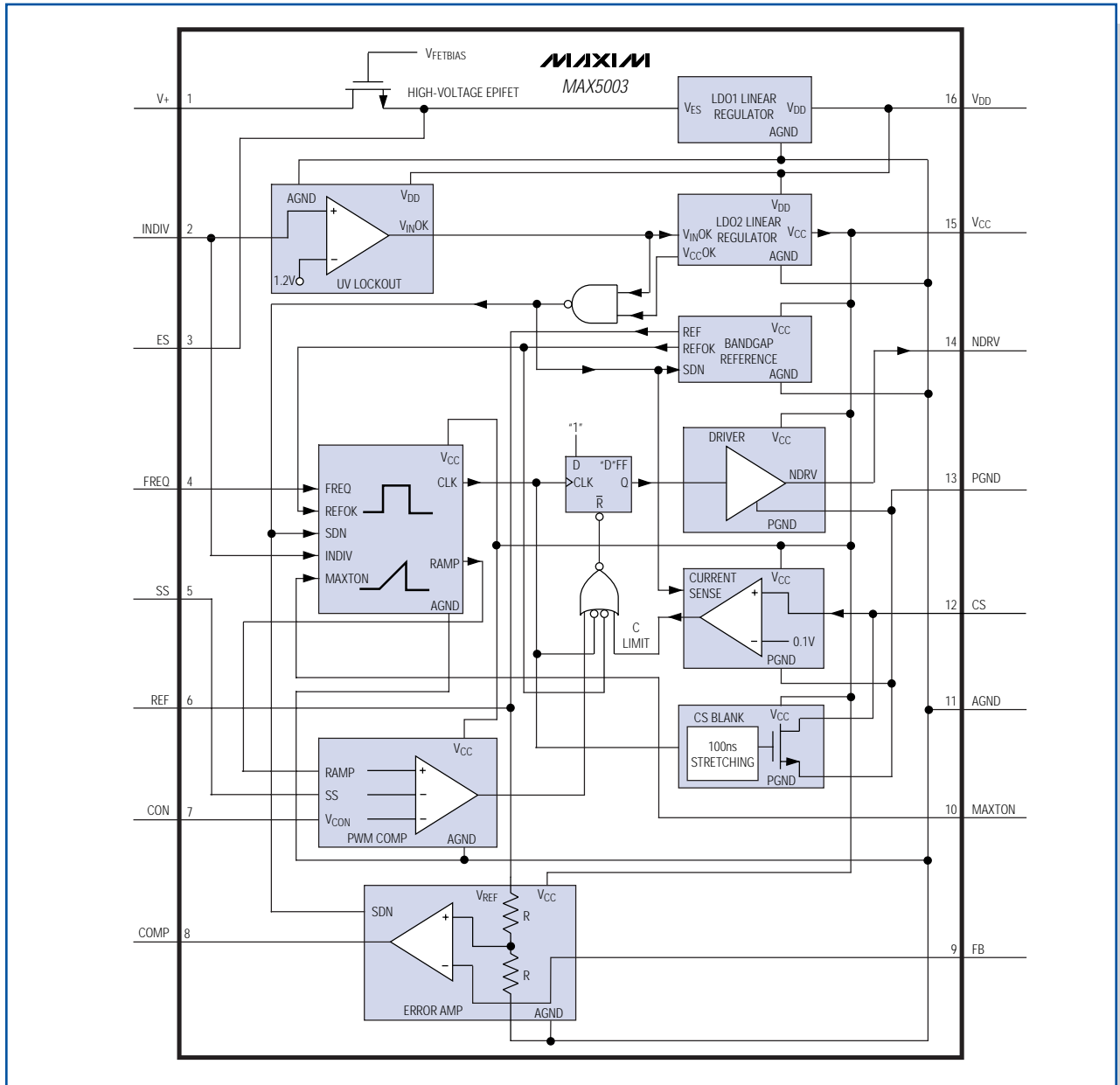


図3. MAX5003のブロック図

影響します。この変動を補正して出力電圧を一定に保つには V_C を変化させるしかありませんが、そのためには比較的低速の電圧エラーアンプを導入することになります。

式4から分かるように、順方向補償システムにおける安定化ランプのスロープは入力電圧に反比例するようになっています。

$$s_f = \frac{k_3}{V_{IN}} \quad (4)$$

式5は、式4を式3に代入することにより得た一定利得の表現です。

$$V_{OUT} = k_1 k_2 k_3 V_C \quad (5)$$

式5から明らかなように、出力電圧の入力電圧に対する依存性は完全になくなっていきます。出力電圧制御ループの介入なしに、実質全ての入力電圧トランジェントが電源回路によって除去されています。

スイッチング周波数は外付抵抗によって設定されます。この例では250kHzに設定されており、この値であれば、スイッチング電力損失を抑えつつエネルギー貯蔵部品のサイズを小さくすることができます。

リセット巻線(トランスの端子3及び4)付のフォワードコンバータは、不十分なコアリセットに起因するトランスコアの飽和を避けるために、最大デューティサイクルを特定のレベルにクランプする必要があります。一般に、トランスコアの飽和を防ぐには以下の条件を常に満たしている必要があります。

$$V_{IN}d \leq V_{IN} \frac{N_{12}}{N_{34}}(1-d) \quad (6)$$

ここで、 N_{12} と N_{34} はメイン及びリセット巻線の巻数です。簡略な表現にした式6により、デューティサイクルの必要条件が設定されます。この式で d を解くと式7が得られます。

$$d \leq \frac{N_{12}N_{34}}{N_{34}(N_{12} + N_{34})} \quad (7)$$

MAX5003の最大デューティサイクルリミットは、MAXTONピンに接続された単一の抵抗によって設定できるため、上の条件を満たす最適の設計が可能になります。

テレコム級の電源は低電圧ロックアウト機能も必要とします。これは、入力電圧が予め設定された電圧(殆どのシステムにおいては32V以下)よりも低下した時に電源をディセーブルするためです。この電源の低電圧ロックアウトスレッショルドは分圧器 $R1/R2$ によって設定されています(図1を参照)。

スタートアップ回路

MAX5003コントローラは、入力電圧に直接接続された高電圧プリレギュレータを備えています。電源はV+ピンからディブリーションジャンクションFETプリレギュレータに供給されます。このプリレギュレータは入力電圧を第1の低ドロップアウト(LDO)レギュレータに適した電圧まで下げます(図3)。LDO入力はESピンに出ており、ここで小さなセラミックコンデンサによってデカップリングされます。一次側のバイアス巻線(T1-5及びT1-6)の出力はD3により整流され、R14、Q2及びZ1からなる電圧レベルコンディショニング回路に印加されます。この回路は電圧レベルを V_{DD} に印加できる安全なレベルに制限します。この場合、電力段はフォワードモードで動作するのに対して、バイアス巻線はフライバックモードで動作するため、フィルタインダクタが不要となりコストを節約できます。フライバックモードにおける巻線へのエネルギーは、オン時間中にトランス

の磁化インダクタンスに貯蔵されたエネルギーによって供給されます。

初期スタートアップ中、第1のレギュレータが V_{DD} ライン用の電源を生成します。この電源は対応するピンを通じて外部からアクセス可能です。 V_{DD} における電圧を強制的に10.75Vよりも高くすると第1のLDOがディセーブルされ、これにより高電圧ディブリーションFETがターンオフされるためICの消費電力は低減されます(特に入力電圧が高い場合)。 V_{DD} LDOの後ろに V_{CC} を駆動するもう1つのレギュレータが配置されています(V_{CC} は内部ロジック、アナログ回路及び外部パワー-MOSFETドライバ用の電源バスです)。このレギュレータが必要な理由は、 V_{DD} 電圧レベルが外部NチャンネルMOSFETゲート用には高すぎるためです。 V_{CC} レギュレータは、 V_{CC} LDOが安定化状態でない時にNチャンネルMOSFETドライバ出力をグランドに短絡するロックアウトラインを備えています。 V_{CC} は、 V_{CC} ロックアウトロジック、低電圧ロックアウト及び電源レギュレータを除く全ての回路に電源を供給しています。

トランス

電源トランスは絶縁電源の必須部品です。効率と信頼性に直接影響する重要なトランスの仕様は、一次及び二次巻線のDC及びAC抵抗です。これらの抵抗は動作損失の原因になります。この損失のAC成分は表皮効果及び近接効果に起因しますが、トランスによっては(ギャップの有無に依存)循環渦電流にも起因します。近接効果は、近くの巻線の導体を流れる電流を歪ませる磁場によるものです。この損失には巻線の構成が大きく影響します。

もう1つの重要パラメータはリークインダクタンスです。この重要な寄生要素を、二次側への電力転送を最大限にするためにできるだけ小さくする必要があります。リークインダクタンスを小さくすると一次側の損失も小さくなります。この設計においてはリークエネルギーの一部がQ1で消費します。図4は、ターンオフのすぐ後でQ1のドレインに生じたスパイクを示しています。

重要度の低いパラメータとして、磁化インダクタンスが挙げられます。これは、他の全ての端子がオープン回路である時に一次端子1及び2から見た時のインダクタンスです。表2にトランスの仕様を示しています。

図1の回路はトランスの電気回路図です。巻線の位相関係は巻線ターミナルの横にドットで示されており重要です。

出力回路

出力は、効率を上げるために低順方向ドロップのデュアルショットキダイオードを使用しています。このダイオードの定格は20A、逆ブレークダウン電圧が40Vで、この

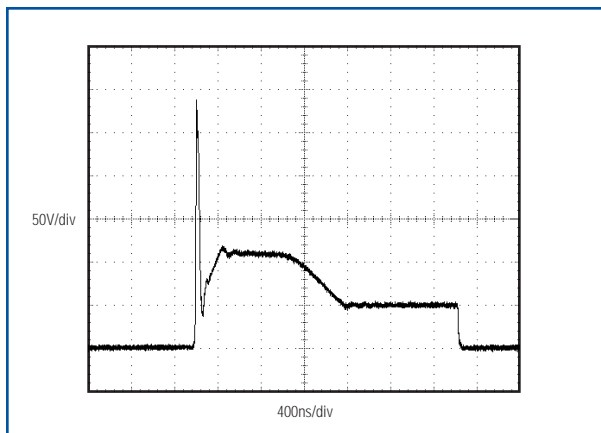


図4. Q1のドレイン・ソース電圧波形。先端のスパイクはリークインダクタンスエネルギーに起因します。このリークエネルギーはQ1の中で消費します。

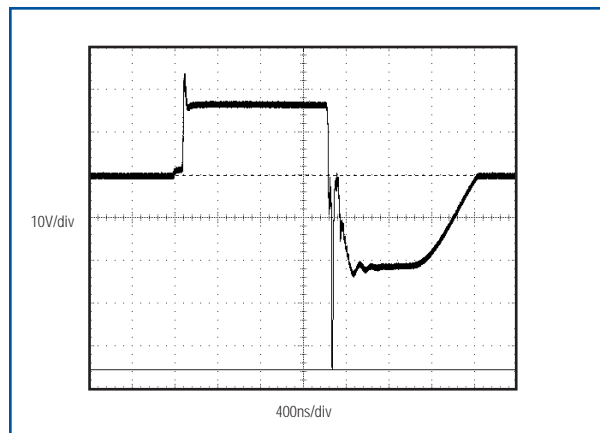


図5. トランスの二次側における波形

表2. トランスの仕様

パラメータ	仕様
一次巻数(T1-1 ; T1-2)	14回
二次巻数 (T1-8、9 ; T1-11、12)	5回
バイアス巻数 (T1-5、T1-6)	4回
リセット巻数 (T1-3 ; T1-4)	12回
磁化インダクタンス (T1-1 ; T1-2)	250 μ H
リークインダクタンス	<1 μ H
二次から他の巻線への高圧	1500V、1秒
コア形状	EFD20
コア材料	高周波 フェライト
マウント	12ピン 表面実装ボビン

出力に対して十分です。ダイオードによって整流される全平均電流は10Aであるため、電力消費は約5.5Wとなります。このダイオードは、最悪の周囲温度においてジャンクション温度を許容範囲に維持する能力を持ったヒートシンクにより冷却する必要があります。図5にトランスの二次側における出力電圧を示します。波形に負のスパイクが現れていますが、このスパイクのエネルギーは小さいため、ダイオードによって安全に吸収されます。又、R/Cネットワーク(R13/C12)により二次側のリングングが低減されます。

図1に示すインダクタL1は大きな損失を被ることなく10Aを流すことができます。このインダクタは4.7 μ H大電流表面実装タイプです。電流定格は大きいのですが、直列抵抗が小さいため損失を小さくできます。リップル電流は約2.2Ap-pであるため、インダクタ電流は出力電流が約1.1Aになった時に断続的になります。

出力コンデンサには、タンタル又はアルミ電解タイプを使用することができます。コンデンサを選択する際に考慮すべき3つの点は、ACリップル電流への対応、出力電圧リップル及び制御ループの安定性(後述)です。低コスト電解コンデンサを使用する場合は、値の小さなセラミックコンデンサを追加することにより出力端子におけるスイッチングノイズを更に低減することができます。この回路において、コンデンサを通ると予想されるAC RMS電流は約0.8A_{RMS}であるため、コンデンサはこのレベルのリップル電流に対して安全なものにして下さい。

フィードバック回路

図1に示す電圧フィードバック回路の2つの主要な素子は、TL431シャントレギュレータとMOC207フォトカプラです。図6にTL431の内部ブロック図を示します。この素子のメーカーは数社あり、様々な精度のグレードを提供しています。シャントレギュレータの内部リファレンス電圧は2.5V(typ)です。安定化出力電圧が5Vになるように、R11/R12からなる外付分圧器が使用されています。このフィードバック回路構成はスイッチング電源としてごく普通で、しかも広く使用されていますが、回路の動作が誤解されて問題が生じることがあります。

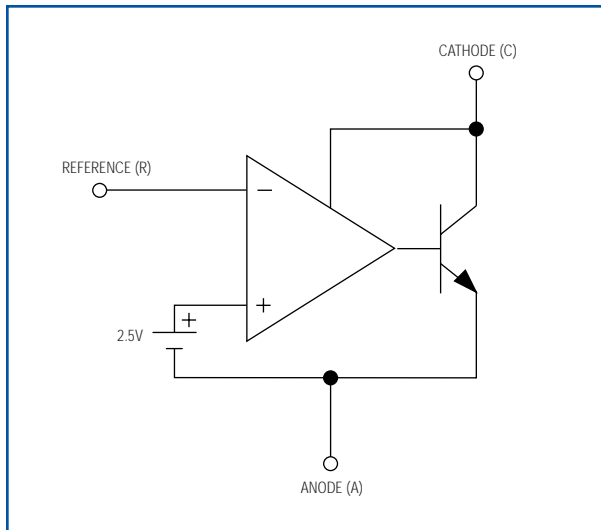


図6. 簡略TL431シャントレギュレータブロック図

この回路には出力から2つのフィードバック経路があります。1つはシャントレギュレータを通る経路で、良好な出力電圧レギュレーションを得るための低周波数利得を提供します。もう1つはフォトカプラそのものを通してシャントレギュレータのカソード端子に向かう経路です。後者のループは、シャントレギュレータを仮想的な定電圧ソースに置き換えると理解しやすくなります。この構成においては、出力電圧が増加するとフォトカプラLEDに流れる電流が増えるため、カップリングされているフォトトランジスタのコレクタ電圧は強制的に下げられてデューティサイクルを減少させます。この結果、出力電圧を一定に保とうとする負のフィードバックループが生じます。ですから、このループを安定させようとする際には注意が必要です。最も簡単な方法はこの設計で採用されている方法です。これは、後者のフィードバック経路を正しく補償するために出力コンデンサの等化直列抵抗(ESR)に依存する方法です。但し、この方法は最小ESR値を制限します。ESRの目安は次式により得ることができます。

$$ESR \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8)$$

ESR公差は±30%で十分です。その他の点で適切に設計された回路において式8を満たしていれば、制御ループのユニティゲインクロスオーバーポイントにおける位相マージンは90度に近づき、非常に確実な過渡応答になります。

例：

$$ESR \cong \sqrt{\frac{(4.7\mu\text{H})}{(330\mu\text{F})}} \Rightarrow ESR \cong 120\text{m}\Omega \quad (9)$$

出力において必要なリップルを得るためには、1つ或いはそれ以上のコンデンサを並列に使用する必要があるかもしれません。出力におけるピーク間電圧リップルを50mVにするには、ESRが90mΩの4つの330μFコンデンサを使用することができます。

シャントレギュレータの周囲の補償コンデンサは多くの場合それほど重要ではなく、値としては0.1μF程度で構いません。これより大幅に小さい値では制御ループの全体的な位相マージンが減少します。

U2内のフォトトランジスタのコレクタをMAX5003のCON入力に接続すると、一次のフィードバック回路が完成します。制御ICはエラーアンプを備えています。この例では使用されていません。このアンプは、非絶縁アプリケーションにおいて、或いは一次側に接続された補助巻線をバイアスすることによってレギュレーションが行われる場合に極めて有効です。

入力回路

入力回路は3つのセラミックバイパスコンデンサ(C4、C5、C6)で構成されています。電源を実際のシステムに埋め込む時には低価格コンデンサの使用を推奨します。コンデンサはコンバータ入力におけるリップル電流を安全に扱えるサイズである必要があります。

$$I_{\text{RMS}} = I_{\text{P}} \sqrt{d_{50\%}(1-d_{50\%})} = 0.51I_{\text{P}} \quad (10)$$

ここで、 I_{P} は次式で与えられます。

$$I_{\text{P}} = \frac{P_{\text{OUT}}}{\eta V_{\text{IN(MIN)}} d_{\text{(MAX)}}} \cong 3\text{A} \quad (11)$$

入力コンデンサを流れるリップル電流はデューティサイクルが50%前後である時最悪になることに注意して下さい。図1の回路の場合、ACコンデンサのリップル電流は1.5A_{RMS}です。コンデンサは入力から至近距離に配置して下さい。トレースが長いと高周波スイッチング電流が流れる時にEMIの問題が生じます。規制に適合するために入力フィルタリングを追加する必要があるかもしれません。

重要な電源波形

本回路の重要箇所における波形を参照しながら動作の詳細を説明します。図4はスイッチングFETのドレイン・ソース波形を示しています。初期スパイクはトランスのリークインダクタンスに起因します。これは出力電力レベルが小さくなるとずっと小さくなります。この場合、FETがリークエネルギーを吸収します。

図7は二次整流器の出力における電圧パルスを示しています。これは前後のエッジに小さなスパイクを伴う比較的クリーンな波形です。

図8は出力電圧の挙動の良い立ち上がりを示しています。MAX5003のソフトスタート機能はデューティサイクルを徐々に増加させることにより、スタートアップ中のオーバershootを回避します。

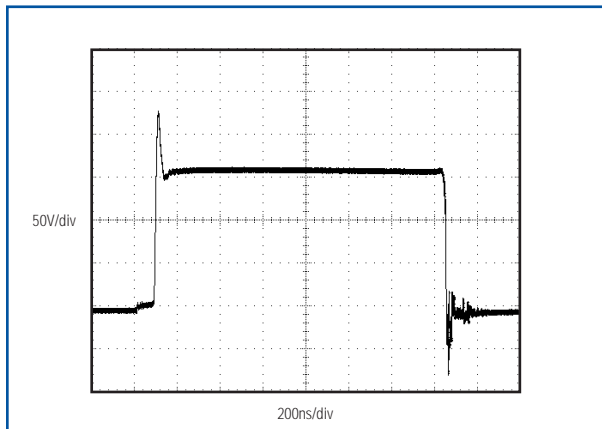


図7. 出力ダイオードの後の波形

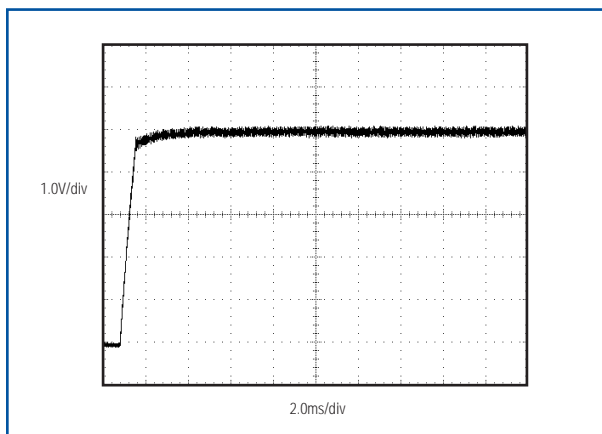


図8. パワーアップ時の出力電圧のターンオンランジェント ($V_{IN} = 48V$, $I_{OUT} = 5A$)

電源性能

重要な電源性能特性として、効率及び出力電圧レギュレーション曲線が挙げられます。図9に、効率対出力電力のグラフを示します。出力電力が約25Wのところでは効率が85%に達し、その後は50Wまで比較的平坦です。効率は非常に高いのですが、パワーFETと出力ダイオード用にヒートシンクが必要です。ダイオードは出力電流が10Aの時に6Wの電力を消費し、FETは約3W~4Wを消費します。電源の上に僅かな空気流があれば、電源トランスと出力インダクタは冷却されます。

図10は、出力電流0~10Aにおける電源の出力電圧レギュレーションを示しています。電圧測定は出力電圧の検出ポイントで行われます。表3には電源性能仕様を示します。

表3. 電源性能仕様

パラメータ	仕様
P_{OUT}	50W
V_{IN}	+36V~+72V又は -36V~-72V
V_{OUT}	+5V
I_{OUT}	10A
初期出力電圧 設定精度	±3%
全ライン及び負荷範囲における 出力電圧レギュレーション	0.3%
48V及び25Wで 測定された効率	85%
入出力絶縁	1500V、1秒
スイッチングトポロジ	フィードフォワード 補償順方向
寸法	4.05インチ x 1.3インチ

初期設定精度は、外部部品トリミング又は出力電圧検出抵抗分圧器の公差を適切にすることにより改善できます。

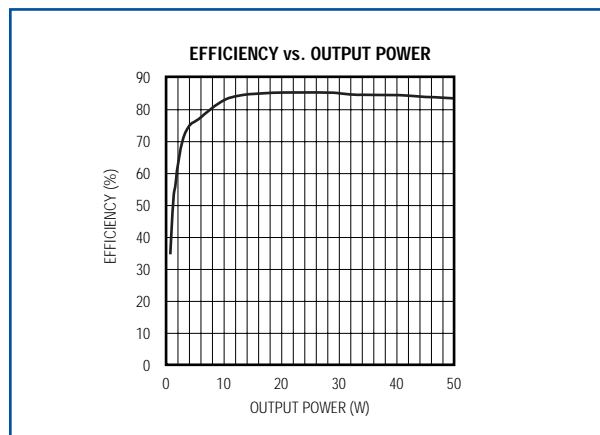


図9. 効率曲線

プリント基板レイアウト及び部品配置

部品配置はどのスイッチング電源においても極めて重要です。一次と二次の間が絶縁されているため、一次と二次のグランドは分離されています。図11は、プリント基板の両側の分離を明らかに示しています。基板レイアウトは部品の形に合わせて変更可能です。又、熱管理の

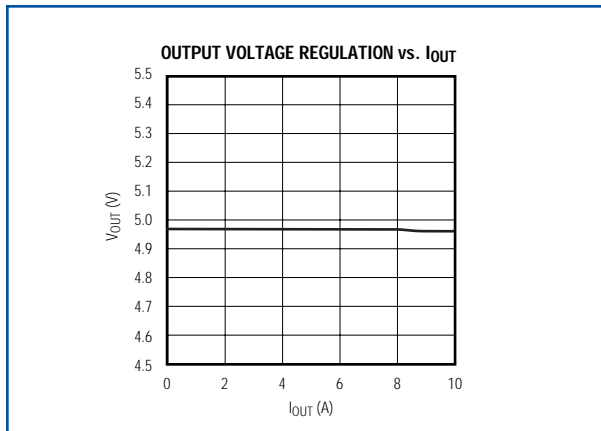


図10. 出力電圧レギュレーション

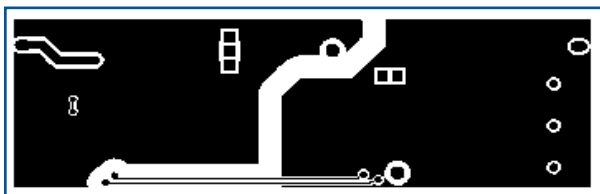


図11. FWD0510電源の下側銅トラック

改善のためにパワーFETと出力整流器はヒートシンクに取り付けて下さい。この例においては、いずれの部品も基板の非部品側に取り付けられており、ヒートシンクに取り付けやすいようにタブが露出しています。

レイアウト上の重要点は次の通りです。

- 二次トランスのリードとダイオードD4の間の距離は最小限に抑えて下さい。これによりEMIが改善されると共に、利用可能な実効電力転送が増加します。
- バイパスコンデンサC4、C5及びC6はT1のリード1にできるだけ近づけて下さい。
- T1のリード2はできるだけ短くして下さい。
- 電流検出抵抗R6はQ1のソースにできるだけ近くし、非常に短いトレースでグランドプレーン又はバイパスコンデンサC4、C5及びC6の負のリードに戻して下さい。
- Q1のゲートドライブループは、グランドプレーンの上に配線するか、又は非常に短くする必要があります。

その他の部品は全て制御ICの近くに配置し、トレースの経時的なずれに関連するトレース間隔の規則に従う必要があります。

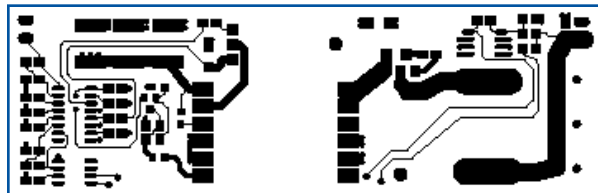


図12. FWD0510電源の上側銅トラック

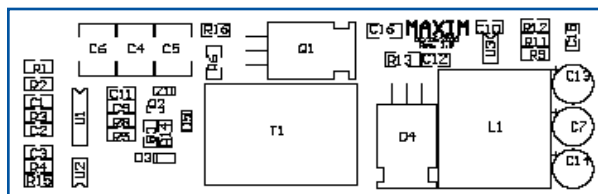


図13. FWD0510電源の部品配置。Q1とD4は外側に配置されており、金属タブがヒートシンクプレートに対して露出していることに注意して下さい。