LINEAR TECHNOLOGY

LT Journal of Analog Innovation

2014年4月 第24期第1号

この号の内容

堅牢なRS485/RS422トランシーバ 9

MIL-STD-1275Dへの適合を容易にする高電圧サージ・ストッパ 15

高PWM調光比向けの昇降圧LEDドライバ 22

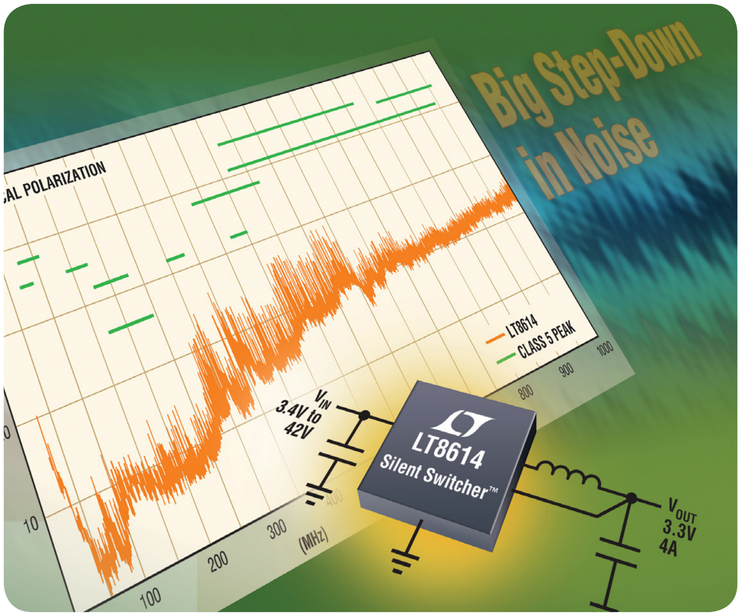
コスト効果の高い高電圧isoSPI™カップリング 26

理想ダイオードと200Vバスの組み合わせ 30

入力が6.5V～100V超のフォワード・コンバータ用アクティブ・クランプ同期コントローラ

Wei Gu, Randyco Prasetyo, Fei Guo

LT3752、LT3752-1、およびLT3753は、外部コンポーネント数、ソリューションの規模、およびコストを削減する高性能の高集積アクティブ・クランプ・フォワード・コントローラです。これらのコントローラのうち、LT3752とLT3753の2つは100Vまでの入力用に設計されている一方、LT3752-1は100Vを超える入力をもつアプリケーション用に設計されており、ハイブリッド自動車のバッテリとオフライン絶縁型電源、産業、車載、および防衛用の各種システムに適しています。これらのコントローラはすべて、最大400Wの単一IC出力電力レベル向けのコンパクトで多機能、かつ効率的なソリューションです。コンバータ出力を直列にスタックすることにより、さらに高い電力レベルに対応します。これらのデバイスの機能比較については、表1（4ページ）を参照してください。



LT8614 Silent Switcher™がEDN & EE TimesのACE Awardを受賞（3ページ）

正確にプログラミング可能なボルト秒クランプによるオプトカプラ無しでの安定化

図1に、詳細な150Wフォワード・コンバータを示します。LT®3752のプログラミング可能ボルト秒クランプが正確なため、オプトカプラを必要としません。連続導通モードで動作するフォワード・コンバータの場合、出力電圧は$V_{OUT} = V_{IN} \bullet N \bullet D$の式で表されます。$V_{IN}$は入力電圧、Nは1次に対する2次の巻数比、Dはデューティ・サイクルです。

（4ページに続く）

この号の内容

COVER STORY

入力が6.5V〜100V超のフォワード・コンバータ用アクティブ・クランプ同期コントローラ
Wei Gu, Randyco Prasetyo, Fei Guo 1

DESIGN FEATURES

3V〜5.5Vの電源で動作し、±60Vのフォルトに耐えるRS485/RS422トランシーバ
Ciaran Brennan 9

大型のパッシブ・コンポーネントと置き換えてMIL-STD-1275Dへの適合を容易にする高電圧サージ・ストッパ
Dan Eddleman 15

DESIGN IDEAS

LTspice IVの最新情報
Gabino Alonso 20

広範な入力電圧で広いPWM調光範囲を可能にする昇降圧LEDドライバ
Keith Szolusha、Taffy Wong 22

高電圧高容量バッテリ・システム向けの低コストのisoSPI結合回路
Jon Munson 26

理想ダイオードと200Vバスの組み合わせ
Mitchell Lee 30

new product briefs 31

back page circuits 32

リニアテクノロジーのニュース

リニアテクノロジー社の新しいビデオ

リニアテクノロジー社の最高技術責任者Bob Dobkinによるwww.linear-tech.co.jpの新しい2つのビデオでは、通常のレギュレーション機能にモニタと制御の機能を追加したLDO+™リニア・レギュレータの新ファミリについて説明しています。ここでは、それらのビデオ、および最近公開されたその他2つのビデオの概要を示します。

ケーブル電圧降下補償機能を備え、電流と温度を監視する2.1A LDO+レギュレータ

Bob Dobkin、技術担当副社長兼CTO—LT3086 LDO+は、LDOの通常のレギュレーション機能に加えて、温度と出力電流の両方を監視して外部で制限することができ、正確なパワーグッド出力をもちます。また、レギュレータと負荷の間で発生するケーブル電圧降下を補償できます。www.linear-tech.co.jp/solutions/4522

電流と温度を監視する1.5A LDO+レギュレータ

Bob Dobkin、技術担当副社長兼CTO—LT3081 LDO+は安全動作領域が広く、入出力の差が大きい場合に高電流で動作可能です。LT3081の出力電圧は0V〜37Vで調整可能で、逆電圧に耐えます。電流監視と温度監視の出力を備えています。LT3081は、出力コンデンサや入力コンデンサを接続せずに安定であり、これはこのデバイス独自の特長です。
www.linear-tech.co.jp/solutions/4521

作動オペアンプを用いたシングルエンドから差動への変換

Kris Lokere、信号チェーン製品アプリケーション・マネージャー—差動オペアンプは、現在のアナログ信号回路およびミックスド・シグナル回路で重要な構成ブロックです。例えば、現在の多くのADCには入力に差動信号が必要であり、ケーブルを経由する信号の駆動に差動アナログ信号が使用されています。このビデオでは、シングルエンド入力信号を差動出力に変換するために差動オペアンプを接続する方法、同窓レベル・シフトの仕組み、および差動オペアンプを使用してアクティブ・フィルタを構成する方法について説明します。
www.linear-tech.co.jp/solutions/4524

小型で効率的な非接触バッテリ充電を可能にするワイヤレス受電器

Trevor Barcelo、バッテリ・チャージャ製品ライン・マネージャー—ワイヤレス・バッテリ充電は、有線コネクタの使用が困難または不可能な場合にアプリケーションを使用可能にします。この例として、過酷な環境で動作する必要がある製品、クリーニングまたは滅菌が必要な製品、小型のためにコネクタに接続できない製品などがあります。このビデオでは、LTC®4120 400mAワイヤレス受電器の降圧型バッテリ・チャージャとワイヤレス送電器を使用して、定電流/定電圧充電アルゴリズムで3.5V〜11Vのバッテリを充電します。ワイヤレス・パワー・システムでは一般的な熱や過電圧の問題を発生することなく、高い効率で充電できます。
www.linear-tech.co.jp/solutions/4469

リニアテクノロジー社のバッテリ管理システムを搭載したスタンフォード大学のソーラー・カーがレースに参加

Stanford Solar Car Projectは、すべて学生が運営するスタンフォード大学の非営利団体であり、ソーラー・カーを作成し、オーストラリアのアウトバックで開催された2000マイルのワールド・ソーラー・チャレンジのレースに参加しました。このレースは、学生が貴重なエンジニアリングの実践経験を積む機会であるだけでなく、クリーン・エネルギで駆動する車両の認識を高めるものです。Stanford Solar Car Projectのチームは2013年のブリヂストン・ワールド・ソーラー・チャレンジで全体の4位になり、昨年10月にオーストラリアで開催されたこの過酷な5日間のレースで、大学生による最速のソーラー・カーでした。このチームでは機械的な不具合がまったく発生せず、ガソリンを1滴も消費しませんでした。

スタンフォード大学のソーラー・カーは、LTC6803およびLTC6804マルチセル・バッテリ・スタック・モニタをはじめとする多数のリニアテクノロジー社製品を使用。

スタンフォード大学のソーラー・カーには、LTC6803およびLTC6804マルチセル・バッテリ・スタック・モニタをはじめとする多数のリニアテクノロジー社製品が使用されています。Luminosソーラー・カーに使用されているその他のリニアテクノロジー社製品として、Hot Swap™コントローラ、高精度リファレンスおよびアンプ、LEDドライバ、マイクロパワー降圧レギュレータ、マイクロパワー低ドロップアウト・レギュレータ、同期降圧スイッチング・レギュレータがあります。

リニアテクノロジー社製品が獲得した賞

EDN & EE Times ACE Awards

受賞、優秀製品：電源—

LT8614 Silent Switcher™レギュレータは、4A、42V入力対応同期降圧スイッチング・レギュレータです。EMI/EMC放射を20dB以上低減します。スイッチング周波数が2MHzを超える場合でも、同期整流の効率が96%と高い一方、負荷のないスタンバイ状態でBurst Mode®動作は暗電流を2.5μA未満に維持します。車載および産業アプリケーションでは、3.4V～42Vの入力電圧範囲が理想的です。

最終候補、優秀製品：アナログIC—

LTC2378-20は、20ビット、1Mspsの消費電力が低く遅延のないSAR ADCであり、0.5ppmの積分非直線性誤差（INL）で業界をリードし、真の20ビットADCを実現します。5Vの差動入力スパンで5μVの分解能が得られます。この104dBのSNRは、1Mspsの遅延なしADCで業界の最高値であり、遅延のある高速デルタ・シグマADCよりも高いダイナミック・レンジを有します。アプリケーションには、地震監視、エネルギ探索、気流検出、シリコン・ウエハー製造、医療機器、データ収集システム、自動試験機器、小型測定装置、産業プロセス制御システムなどがあります。

最終候補、優秀製品：ワイヤレス/RF—

ダウンコンバーティング・ミキサLTC5551の+36dBmのIIP3（3次入力インターセプト）と2.4dBの変換利得は、圧倒的です。同様のIIP3性能をもつ他のパッシブ・ミキサには通常、7dB～9dBの変換損失があります。LTC5551がもつ2.4dBの変換利得は、レシーバのダイナミック・レンジを実質的に向上します。このミキサは、300MHz～3.5GHzの広いRF周波数範囲で使用できます。LTC5551はチップ上にLOバッファを内蔵しており、0dBmの駆動レベルのみが必要です。多くの場合に+17dBm以上の電力レベルを必要とする高パワー・バッファ・アンプ段は不要です。そのように高いLO信号をユーザーのレシーバから取り除くことにより、全体のコストが下がり、望ましくない放射の発生源がなくなります。これにより、フィルタ処理、およびRFシールドが単純化されます。このミキサの非常に優れた性能は、マルチキャリアGSM、4G LTE、およびLTE-Advancedのマルチモード基地局、ポイント・ツー・ポイント・バックホール、防衛用通信、ワイヤレス中継器、公共安全無線、VHF/UHF/ホワイト・スペース放送レシーバ、レーダー、および航空機器のアプリケーションに理想的です。

カンファレンスおよびイベント

Advanced Automotive Battery Conference、国立京都会議会館、5月19～23日、ブース40—リニアテクノロジー社はパワー・マネージメントシステムとバッテリ監視システムを展示します。詳細：www.advancedautobat.com/conferences/automotive-battery-conference-Asia-2014/index.html

ワイヤレスジャパン2014、東京ビッグサイト、5月28～30日、西ホール3、ブースW118—リニアテクノロジー社のDust Networks®ワイヤレス・センサー・ネットワーク・ソリューションを展示します。詳細：www8.ric.co.jp/expo/wj/

Sensors Expo/Energy Harvesting Pavilion、Donald E. Stephens Convention Center、米国イリノイ州ローズモント、6月24～26日、ブース920—リニアテクノロジー社は環境発電およびワイヤレス・センサーのネットワーク・ソリューションを展示します。講演：講師Sam Nork、「Energy Harvesting for Battery-Operated Applications」、講師Joy Weiss、「Reliable, Low-Power Wireless Sensor Networks for the Industrial Internet of Things」。詳細：www.sensorsmag.com/sensors-expo

表1. LT3752、LT3752-1、およびLT3753の機能比較

製品	入力範囲	アクティブ・クランプ・ドライバ	ハウスキーピング・フライバック・コントローラ
LT3753	8.5V～100V	低電位側	なし
LT3752	6.5V～100V	低電位側	あり
LT3752-1	100V～400V超	高電位側	あり

((LT375x) 1ページからの続き)

入力電圧範囲でV_{OUT}を一定に維持するために、LT3752、LT3752-1、およびLT3753はOUTピンでデューティ・サイクルをクランプし、V_{IN}を逆方向に追跡します。

アクティブ・ボルト秒クランプ方式では、V_{OUT}の精度はボルト秒クランプの精度に大きく依存します。競合製品のボルト・クランプ・ソリューションでは、外部RCネットワークをシステム入力に接続し、内部コンパレータのしきい値をトリップします。このRC方法の精度は、外部コンデンサのエラー、各部品間でのRC時定数とICのスイッチング周期の不整合、内部コンパレータのしきい値のエラー、および低入力電圧時の充電の非線形性から悪影響を受けます。

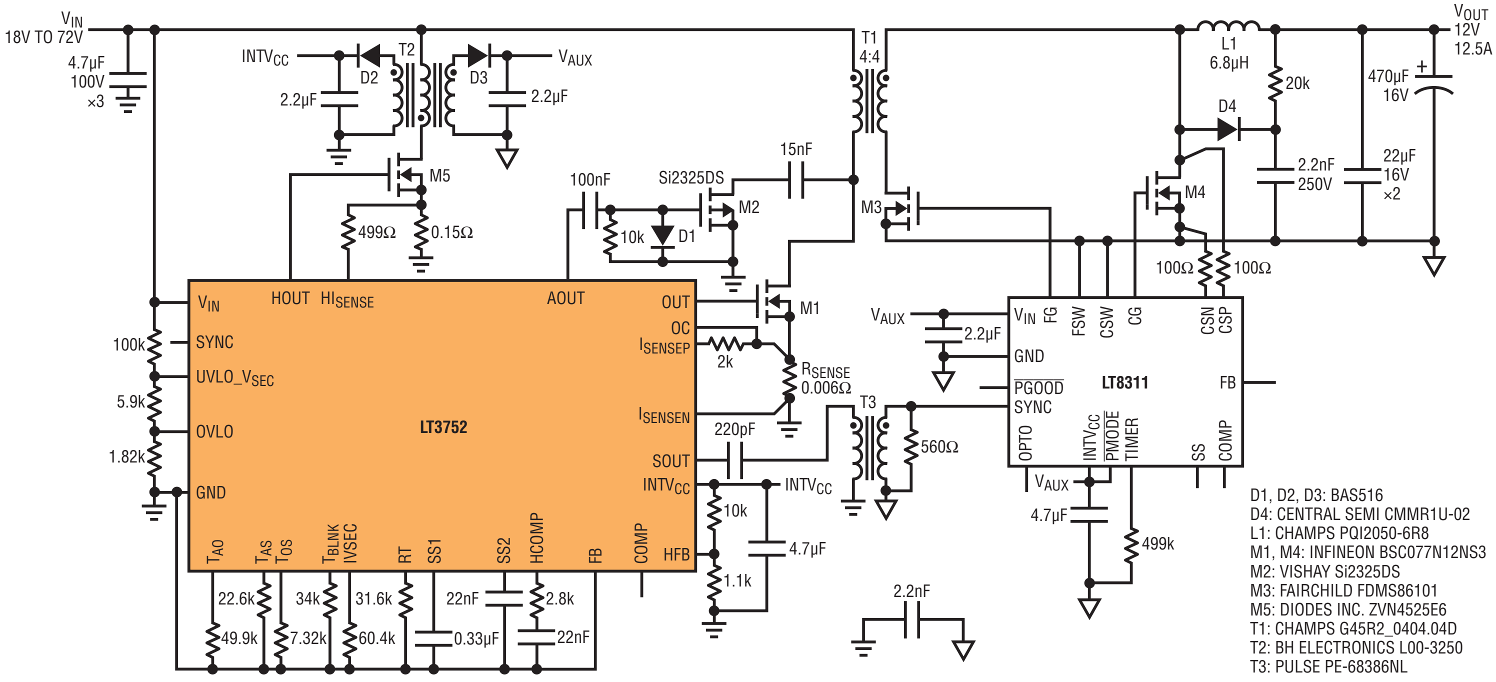
部品間での正確なレギュレーションを実現するために、LT3752、LT3752-1、およびLT3753は、トリミングされたタイミング・コンデンサやコンパレータしきい値を採用しています。図2に、さまざまな入力電圧について、負荷電流に対するV_{OUT}を示します。

デューティ・サイクル・クランプをプログラミングする抵抗がオープンになると、その部品はただちにスイッチングを停止し、デバイスがボルト秒クランプを行わずに動作することを防止します。

ハウスキーピング・フライバック・コントローラを内蔵

LT3752/LT3752-1は、ハウスキーピング電力を発生する定周波数フライバック・コントローラを内蔵しています。ハウスキーピング電源は、1次側と2次側の両方のICにバイアスを効率的に供給できるので、メイン・フォワード・トランスの補助巻線からバイアス電力を生成する必要がなくなり、トランスの複雑度、規模、およびコストを大幅に低減できます。

図1. オプトカプラを使用しない150Wフォワード・コンバータ



アクティブ・ボルト秒クランプ方式では、V_{OUT}の精度はボルト秒クランプの精度に大きく依存します。競合製品のボルト・クランプ・ソリューションでは、多数の誤差発生源の影響を受ける外部RCネットワークを使用しています。部品間での正確なレギュレーションを実現するために、LT3752、LT3752-1、およびLT3753は、タイミング調整済みのコンデンサやコンパレータのしきい値を採用しています。

ハウスキーピング電源を使用すると、$INTV_{CC}$ピンをオーバードライブして部品外への電力の取り出し、効率の向上、駆動電流の追加供給、および$INTV_{CC}$レベルの最適化が可能です。また、ハウスキーピング電源を使用することにより、メイン・フォワード・コンバータがスイッチングを開始する前に、任意の2次側ICをバイアスすることもできます。これにより、2次側の外部起動回路が不要になります。

高精度の低電圧ロックアウトおよびソフトスタート

LT3752/LT3752-1の高精度の低電圧ロックアウト（UVLO）機能を、電源シーケンシングや起動時の過電流保護に使用できます。抵抗分割器をV_{IN}電源からのUVLOピンに接続します。

UVLOピンには入力ヒステリシスを調整できる特長があり、ICはソフトストップを開始する前に、入力電圧の低下に耐えることができます。ソフトストップ時のコンバータは、スイッチング周波数、ボルト秒クランプ、およびCOMPピンの電圧を制限しながらスイッチングを継続します。LT3752、LT3752-1、およびLT3753のUVLOピンにおけるマイクロパワー・シャットダウンしきい値は約400mVであり、V_{IN}の暗電流は40µA以下に低下します。

コンデンサをソフトスタート・ピン（SS1およびSS2）に追加すると、ソフトスタート機能が実装されます。この機能は、起動時またはフォルト状態からの復帰時に入力電流のピーク値を下げ、出力電圧のオーバーシュートを防止します。SS1/2ピンは、電流制限値とスイッチング周波数を下げることにより突入電流を低下するので、出力コンデンサは最終値まで徐々に充電することができます。

ソフトストップを伴うシャットダウン

ソフトスタート起動とは逆の順序で、LT3752/LT3752-1およびLT3753はシャットダウン時にSS1ピンを徐々に放電（ソフトストップ）できます。図3に、図5に示したコンバータのシャットダウン波形を示します。ソフトストップを使用しない場合、自己駆動同期整流器のフィードバックがコンデンサの電力を1次側に伝導するので、シャットダウン発振を発生し、1次側のコンポーネントを破損する可能性があります。

図4に、ソフトストップを使用する場合のシャットダウン波形を示します。コンバータは、スイッチング周波数、ボルト秒クランプ、およびCOMPピンの電圧を制限しながらスイッチングを継続して、クリーンシャットダウンを実現します。

電流モード制御

LT3752/LT3752-1およびLT3753は電流モード制御アーキテクチャを使用しており、ラインと負荷の過渡に対する電源の帯域幅と応答が、電圧モードのコントローラよりも増加します。電流

図2. さまざまな入力電圧における負荷電流とV_{OUT}

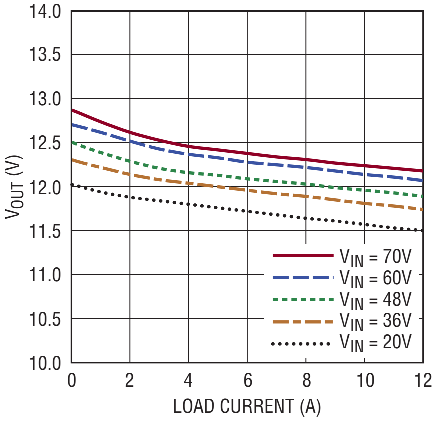


図3. 図5の回路でソフトストップがない場合、シャットダウン波形は発振を示す。

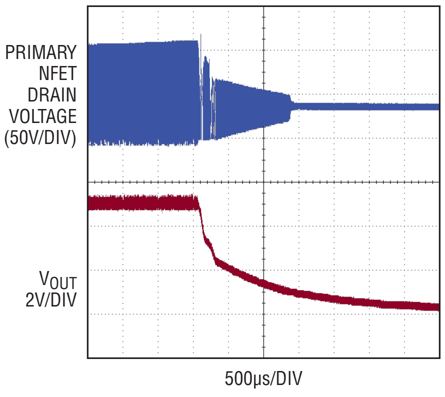
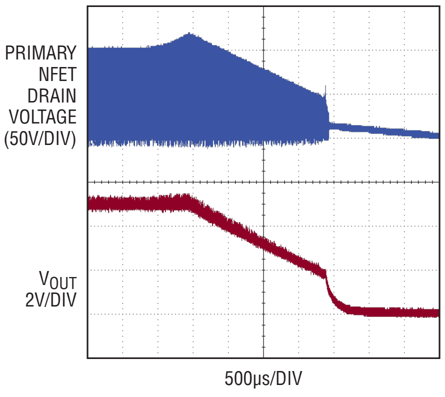


図4. 図5の回路でソフトストップが作動する場合のシャットダウン波形



LT3752/LT3752-1およびLT3753は、特定のアプリケーション向けの最適化に使用できるプログラム可能な機能を多数装備しています。例えば、各種のゲート信号間にプログラム可能な遅延を使用して、交差導通の防止、および効率の最大化が可能です。

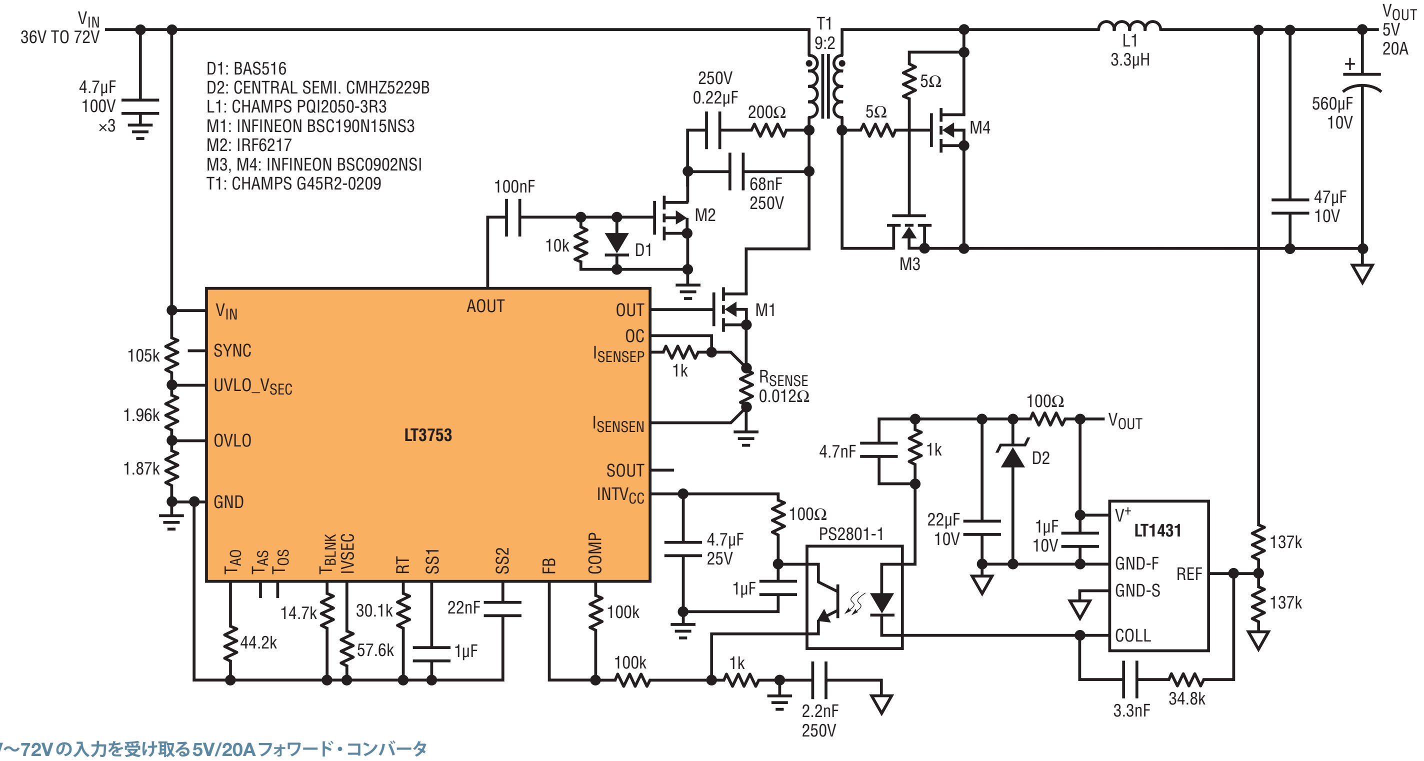


図5. 36V～72Vの入力を受け取る5V/20Aフォワード・コンバータ

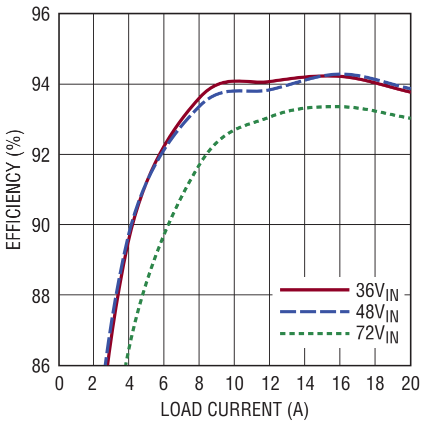
モード制御では、電圧モード制御アーキテクチャよりも必要な補償部品が少ないので、広範囲の動作条件の補償が非常に簡単です。連続モードかつデューティ・サイクルが50 %を超える動作では、必要なスロープ補償を1つの抵抗でプログラミングできます。

最適化を簡略にする、プログラム可能な機能

LT3752/LT3752-1およびLT3753は、特定のアプリケーション向けの最適化に使用できるプログラム可能な機能を多数装備しています。例えば、各種のゲート信号間にプログラム可能な遅延を使用して、交差導通の防止、および効率の最大化が可能です。個々の遅延は、1つの抵抗で設定できます。

メインMOSFETのプログラム可能なターンオン電流スパイクのブランキング（立ち上がりエッジの適応型ブランキングとプログラム可能な延長ブランキング）は、コンバータのノイズ耐性を大幅に向上します。ゲートの立ち上がり時間とその後のある程度の期間、MOSFETのソースに接続する電流検出抵抗でノイズが発生することがあります。このノイズにより、検出コンパレータが偽のトリップを起こし、早期にスイッチがオフになることがあります。この問題の解決策の1つは、特大のRCフィルタを使用して偽のトリップを防止することですが、プログラム可能なターンオン・スパイク・ブランキングにより、追加のRCフィルタが不要になります。

図6. 図5のコンバータの効率



動作周波数は100kHz～500kHzの範囲でプログラミングでき、1つの抵抗をRTピンとグランドの間に接続するか、SYNCピン経由で外部クロックと同期します。動作周波数が調整可能なので、アプリケーションに合わせて、スペクトル・ノイズの影響を受けやすい特定周波数帯域の外側に動作周波数を設定できます。

LT3752/LT3752-1およびLT3753は電流モード制御アーキテクチャを使用しており、ラインと負荷の過渡に対する電源の帯域幅と応答が、電圧モードのコントローラよりも増加します。電流モード制御では、必要な補償コンポーネントが電圧モード制御アーキテクチャよりも少ないので、広範囲の動作条件の補償が簡単です。

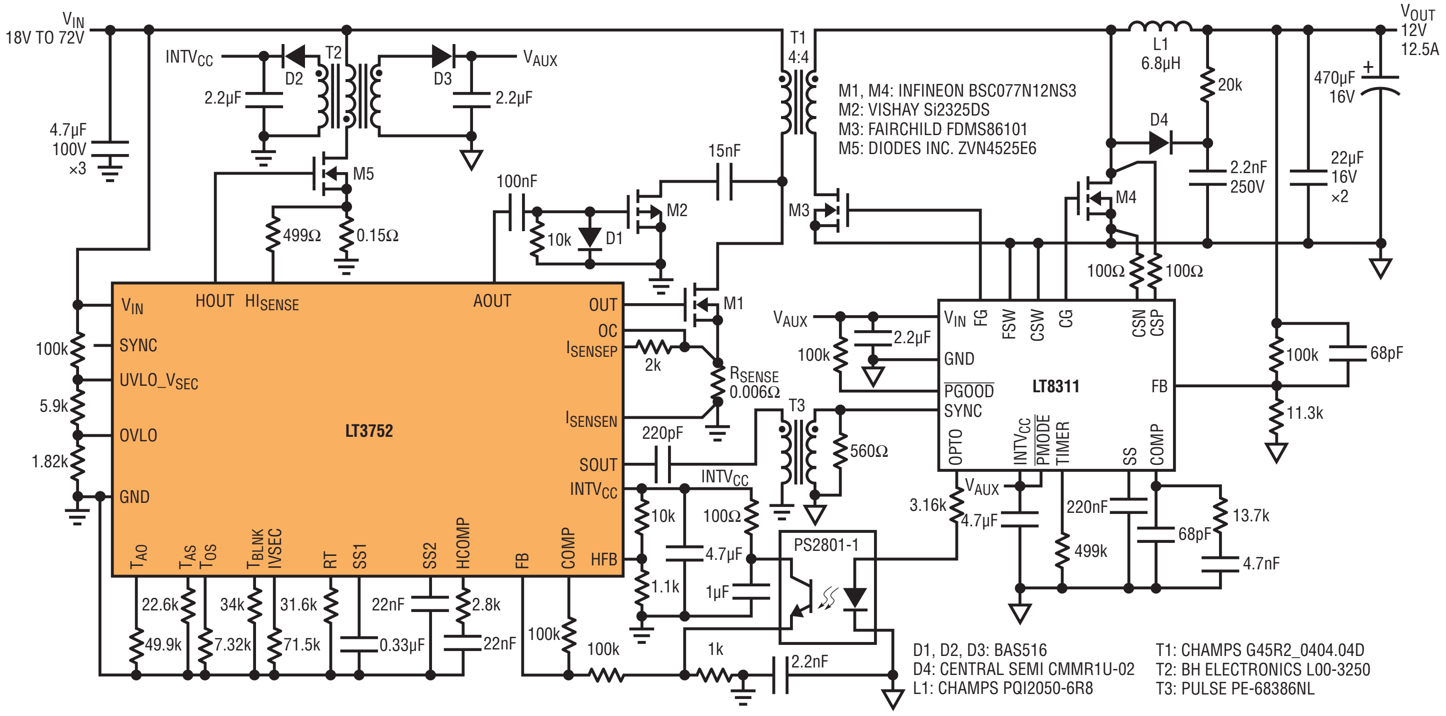


図7. 18V～72V入力、12V/12.5A出力フォワード・コンバータ

36V～72V入力、5V/20Aフォワード・コンバータ

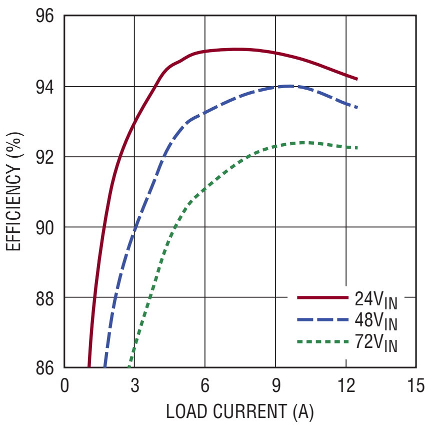
図5に、36V～72Vが入力される5V、20A出力コンバータを示します。アクティブ・リセット回路は、小型のPチャネルMOSFET M2とリセット・コンデンサで構成されます。MOSFET M2は、MOSFET M1がオフの場合に、リセット期間においてトランスT1の1次巻線の両端にリセット・コンデンサを接続するために使用されます。リセット・コンデンサの両端の電圧がデューティ・サイクルに合わせて自動的に調整され、すべての動作条件でトランスを完全にリセットします。

また、アクティブ・リセット回路は、リセット電圧を2次側の同期整流器MOSFET M4の駆動に適する矩形波形にします。これらのMOSFETは2次側にあり、2次巻線電圧により駆動されます。図6に、このコンバータの効率を示します。

18V～72V入力、12V/12.5Aフォワード・コンバータ

図7に、18V～72V入力、12V/12.5A出力フォワード・コンバータを示します。LT8311はフォワード・コンバータの2次側で使用され、オプトカプラ経由でMOSFETの同期制御、および出力電圧のフィードバックを行います。LT8311が1次側のICから同期制御信号を受け取るには、パルス・トランス（図7のT3を参照）が必要です。これらの制御信号はLT8311によりデジタル（"H"または"L"）で解釈され、キャッチ・アンド・フォワードMOSFETをオン/オフします。図8に、このコンバータの効率を示します。

図8. 図7のコンバータの効率



LT3752/LT3752-1は、ハウスキーピング電力を発生する定周波数フライバック・コントローラを内蔵しています。ハウスキーピング電源は、1次側と2次側の両方のICにバイアスを効率的に供給できるので、メイン・フォワード・トランスの補助巻線からバイアス電力を生成する必要がなくなり、トランスの複雑度、規模、およびコストを大幅に低減できます。

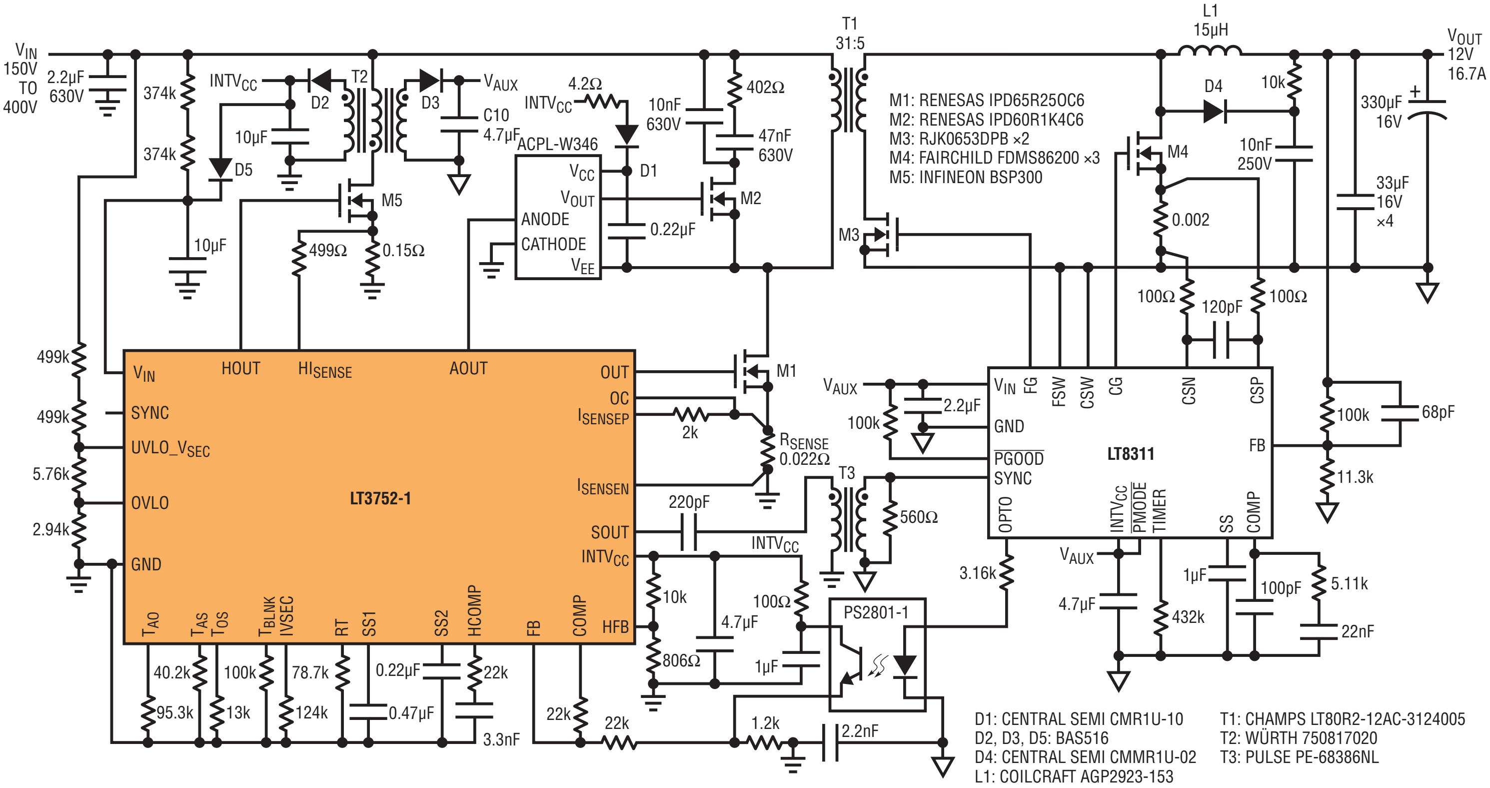
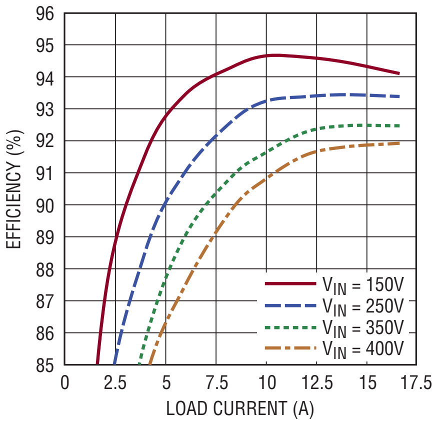


図9. 150V〜400V入力、12V/16.7A出力絶縁型フォワード・コンバータ

150V〜400V入力、12V/16.7Aフォワード・コンバータ

図9に、150V〜400V入力、12V/16.7A出力絶縁型フライバック・コンバータを示します。入力電圧が高いアプリケーションでは、使用できるPチャネルMOSFETの電圧定格が、低電位側のアクティブ・クランプ・トポロジのアクティブ・クランプ・スイッチとして使用するには低すぎることがあります。高電位側のアクティブ・クランプ・トポロジを使用するNチャネルの手法を使用する必要があります。このトポロジでは、アクティブ・クランプ・コンデンサにスイッチするために、NチャネルのMOSFETを駆動する高電位側のゲート・ドライバまたはゲート・トランスが必要です。図10に、このコンバータの効率を示します。

図10. 図9のコンバータの効率



まとめ

LT3752、LT3752-1、およびLT3753は、正確にレギュレーションを行うボルト秒クランプ・アーキテクチャにより、絶縁型電源の設計を簡略化し、性能を向上します。内蔵のフライバック・コントローラを使用してハウスキーピング電力を発生できるので、トランスの設計を簡略化できます。電流モード制御は帯域幅を向上し、広範な動作条件を補償できます。ソフトストップ機能は、破壊の可能性がある電圧スパイクや電流スパイクから電源およびその他のコンポーネントを保護します。■

3V～5.5Vの電源で動作し、±60Vのフォルトに耐えるRS485/RS422トランシーバ

Ciaran Brennan

LTC2862からLTC2865は堅牢なRS485/RS422トランシーバであり、過電圧は±60V、ESDは±15kVの許容範囲をもつので、電気的ストレスに起因する不具合が減少します。これらのトランシーバは、高電圧への耐性を備えたRS485トランシーバにいくつかの新機能を盛り込んだものです。3V～5.5Vの電源電圧での動作、最大20Mbpsのデータ・レート、±25Vの同相電圧範囲、選択可能なスルー・レート、低電圧ロジックへのインタフェース、および3mm×3mmのDFNパッケージでの供給などです。

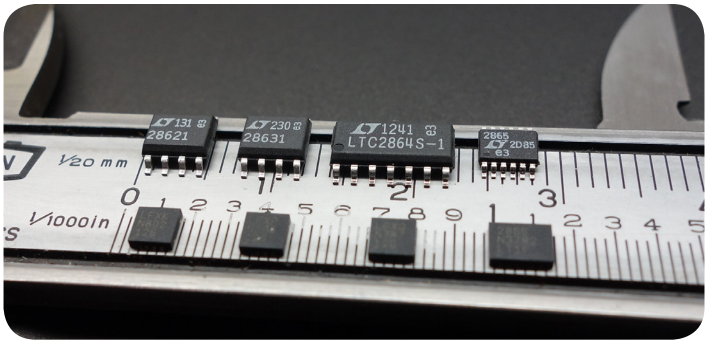


図1. 高電圧への高い耐性をもつこのファミリのトランシーバは、通常は堅牢性が低いICにのみ見られる特徴を備えている

長い伝統をもつRS485シリアル・バスは、多くの商業/産業用通信システムのバックボーンを形成します。RS485ベースのネットワークは、産業制御システム、監視制御およびデータ収集システム、建築の自動化およびセキュリティ、劇場やパフォーマンス会場の照明制御、商業航空機や地上を走行するバス、その他のカスタム・ネットワークシステムなど、広範なアプリケーションで使用されています。電気的ストレスへの耐性は、これらのアプリケーションで使用されるRS485トランシーバ（配線フォルト、接地電圧フォルト、落雷で誘起されるサージ電圧のリスクがある）にとって重要な属性です。

ただし、高電圧への耐性をもつ多くのRS485トランシーバには、高電圧への耐性をもたない最新のRS485トランシーバと比べて性能と機能が不足しています。LTC2862からLTC2865のトランシーバは、現代のネットワーク・アプリケーションの仕様が要求する拡張機能とフォルト耐性を組み合わせて、このギャップを埋めるものです。

3V～5.5Vの動作

高電圧への耐性をもつRS485トランシーバは通常、5V電源で動作しますが、5V電源は急速に時代遅れになっており、現代のデジタル回路ではめったに使用されていません。場合によっては、フォルト耐性をもつRS485トランシーバがシステム内で唯一の5Vコンポーネントであり、専用電源のコストが発生します。

高電圧への耐性をもつ一部のトランシーバと比較して、LTC2862からLTC2865は3.3V電源で動作するときにRS485とRS422の規格に完全に適合します。競合製品は3.3Vで駆動したときにVODの駆動電圧が低下することがあります。LTC2862からLTC2865のトランシーバは、3.3Vと5Vのいずれの電源で動作しても、同一バス上にあり5V電源をもつトランシーバとフルに相互運用できます。

低電圧ロジック・インタフェース

多くのマイクロコントローラ・システムは3.3V未満の電圧で動作します。LTC2865は、1.65Vほどの低い電圧で.動作するロジックへのインタフェース手段です。V_L電源ピンと内蔵のレベル・シフタが、低電圧のV_Lロジック電源からのI/O信号を変換し、RS485レシーバおよびトランスミッタの駆動に使用する高電圧のV_{CC}電源に送信します。これにより、異なる電圧が混在するRS485システムで外部レベル・シフタが不要になります。これら2つの電源のパワーアップとパワーダウンは、相互に独立して行うことができます。

20Mbpsまたは250kbpsのデータ・レート

現代のRS485システムが動作可能なデータ・レートは、高電圧への耐性をもつ多くのトランシーバの能力を超えています。例えば、非常に一般的なLT1785/LT1791トランシーバは最大250kbpsで動作します。LTC2862からLTC2865は、高電圧への耐性を同様にもちますが、160倍高速な最大20Mbpsで通信できます。

システムの中には、高いデータ・レートが不要なものもあります。250kbpsで十分なアプリケーションの場合、システム設計者がEMIの低い

多くのマイクロコントローラ・システムは3.3V未満の電圧で動作します。LTC2865は、1.65Vほどの低い電圧で動作するロジックへのインタフェース手段です。V_L電源ピンと内蔵のレベル・シフタが、低電圧のV_Lロジック電源からのI/O信号を変換し、RS485レシーバおよびトランスミッタの駆動に使用する高電圧のV_{CC}電源に送信します。これにより、異なる電圧が混在するRS485システムで外部レベル・シフタが不要になります。

スルー制御遷移を行うRS485ドライバを好むことがあります。LTC2862からLTC2865はこのニーズに応えます。これらの製品には2つのバージョンがあります。高速の20MbpsのLTC2862-1、LTC2863-1、LTC2864-1と、スルーを制限する250kbpsのLTC2862-2、LTC2863-2、LTC2864-2です。LTC2865は高速モードとスルー制限送信モードの両方をサポートし、これら2つのモードを選択できる追加入力ピンを備えています。

製品番号	二重	イネーブル	V_Lピン	スルー制限ピン	パッケージ
LTC2862-1、-2	半二重	あり	なし	なし	S8：8ピン、リード付きSO DD：8ピン、リード付きDFN
LTC2863-1、-2	全二重	なし	なし	なし	S8：8ピン、リード付きSO DD：8ピン、リード付きDFN
LTC2864-1、-2	全二重	あり	なし	なし	S：14ピン、リード付きSO DD：10ピン、リード付きDFN
LTC2865	全二重	あり	あり	あり	MSE：12ピン、リード付きMSOP DE：12ピン、リード付きDFN

表1. LTC2862からLTC2865のピン配置とパッケージ

±25Vの同相電圧範囲

標準のRS485トランシーバは、–7V～12Vの制限付き同相電圧範囲で動作します。商業/産業環境では、接地フォルト、ノイズ、その他の電気的干渉により、これらの範囲を超える同相電圧が誘起されることがあります。理想的なRS485トランシーバは高い同相電圧に耐えるだけでなく、中断することなくデータの送受信を継続します。

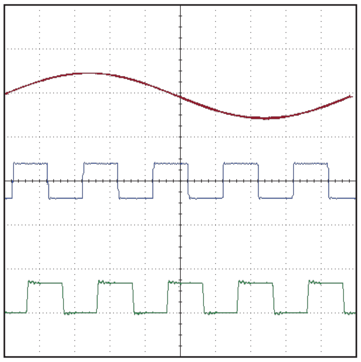


図2. 1MHz、50VP-P同相スイープとともに10Mbps、±200mVの作動信号を受信するLTC2865

LTC2862からLTC2865のレシーバは、拡張した±25Vの同相電圧範囲で動作します。このレシーバは低オフセットのバイポーラ差動入力を使用し、高精度の抵抗分割器と組み合わせて、広い同相電圧範囲でレシーバのしきい値を正確に維持します。トランスミッタは絶対最大電圧±60Vで動作し、これらの電流制限回路が規定する制限値まで電流を増減します。

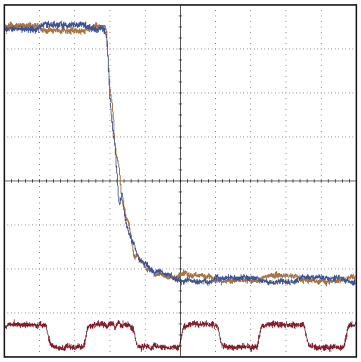


図3. –12V、36nsの立ち下がり時間をもつ同相ステップとともに20MHz、±200mVの作動信号を受信するLTC2865

LTC2862からLTC2865は、大きい振幅、高周波数、および高スルー・レートの同相外乱を除去する点で優れています。図2に、10Mbpsのデータ、および50VP-P 1MHz同相信号に重ね合わせた±200mVの差動信号を受信したLTC2865の状態を示します。一方、図3には、20Mbpsのデータ、および36ns、10%～90%の立ち下がり時間をもつ同相電圧の–12Vステップに重ね合わせた±200mVの差動信号を受信したLTC2865の状態を示します。ノイズが多い電気環境では、この非常に優れた同相除去はデータ通信の信頼性を大幅に向上できます。

LTC2862からLTC2865の高速20Mbpsバージョン、およびスルーを制限した250kbpsバージョンの両方とも、20Mbpsフルの帯域幅をもつレシーバを備えています。2本のラインの容量性負荷が良好に一致しない場合、図3に示すような高速同相過渡がケーブルに沿って伝播するにつれて、差動電圧が発生することがあります。結果として発生した差動電圧がレシーバのしき

これらのデバイスはフェイルセーフ機能を備えており、入力が短絡状態、開状態、または終端されていても約3µs以上駆動されない状態になると、レシーバの出力がロジック1の状態（アイドル状態）になることが保証されています。遅延により、通常のデータ信号が、フェイルセーフ状態と誤って認識されることなく、しきい値領域を通過して遷移することができます。このフェイルセーフ機能は、–25V～+25Vの同相範囲全体の入力で動作することが保証されています。

い値を超えた場合、レシーバのステート変化がトリガされることがあります。データ・レートが250kbps未満のシステムでは、レシーバ両端のピンに100pF～1nFのコンデンサを追加し、一致しない容量性負荷に作用する同相ノイズにより発生した高周波数の差動ノイズをフィルタ処理することにより、レシーバのノイズ耐性を向上できる可能性があります。

対称的なレシーバしきい値による完全なフェイルセーフ動作

これらのデバイスはフェイルセーフ機能を備えており、入力が短絡状態、開状態、または終端されていても約3µs以上駆動されない状態になると、レシーバの出力がロジック1の状態（アイドル状態）になることが保証されています。遅延により、通常のデータ信号が、フェイルセーフ状態と誤って認識されることなく、しきい値領域を通過して遷移することができます。このフェイルセーフ機能は、–25V～+25Vの同相範囲全体の入力で動作することが保証されています。

LTC2862からLTC2865は、ウィンドウ・コンパレータ（図4）によりこのフェイルセーフ機能を実装しています。コンパレータは、完全に対称的な正負の信号しきい値電圧（代表値±75mV）をもちます。2つの信号しきい値電圧の差により、信号ヒステリシス（代表値150mV）が発生します。負の信号しきい値電圧と0Vとの差は、フェイルセーフしきい値電圧と代表値–50mVを加えたものです。負の信号しきい値電圧とフェイルセーフしきい値電圧の差はフェイルセーフ・ヒステリシスであり、代表値は25mVです。

通常のデータ信号は、差動入力電圧が正の信号しきい値電圧を上回ったときにレシーバ出力ROで“H”を出力し、差動入力電圧が負の信号しきい値電圧を下回ったときにROで“L”を出力します。差動入力電圧がフェイルセーフしきい値電圧を上回ったが、フェイルセーフ・タイムアウト時間よりも長い期間、正の信号しきい値電圧よりも下回っていたときにフェイルセーフ機能がトリガされます。フェイルセーフ・タイマがタイムアウトすると、フェイルセーフがアクティブになり、ROが強制的に“H”になります。差動入力電圧が負の信号しきい値電圧を下回るまで、ROは“H”のままです。

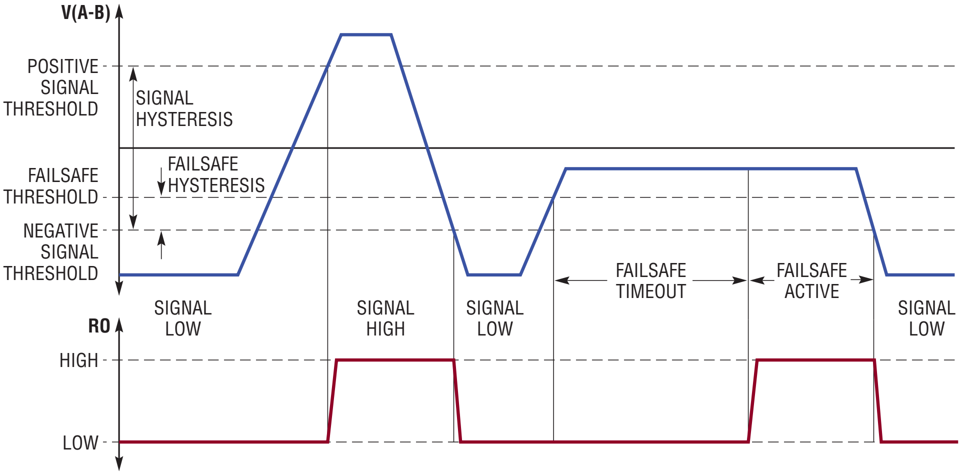


図4. フェイルセーフ・ウィンドウ・コンパレータの動作

多くのRS485トランシーバのレシーバしきい値は非対称であり、負の信号しきい値電圧とフェイルセーフしきい値電圧のみを使用しています。この方式では効果的なフェイルセーフ検出が行

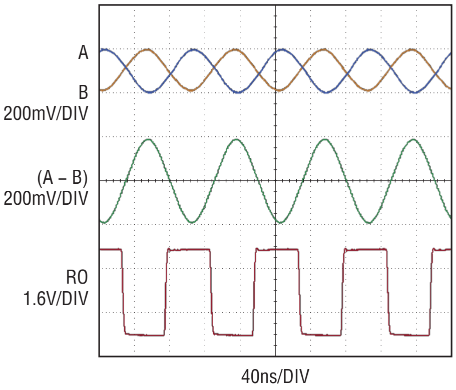


図5.入力信号が±200mV、20MbpsにおけるLTC2865対称レシーバのデューティ・サイクル

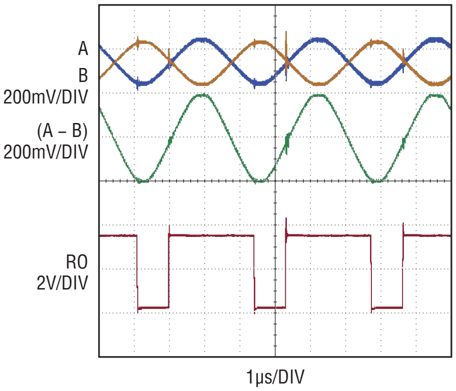


図6.入力信号が±200mV、600kbpsにおける競合会社の非対称レシーバのデューティ・サイクル

LTC2862からLTC2865は、ホット・プラグ（ホット・スワップ）の要件に適合するグリッチなしのパワーアップ/パワーダウン保護を備えています。これらのトランシーバは、非通電状態、または通電しているがディスエーブル・ステートでバスに接続されたときに、バス上に差動外乱を発生しません。同様に、これらのトランシーバは、既にバスに接続した状態からディスエーブル・ステートでパワーアップされたときに、差動外乱をバス上に発生しません。

われますが、立ち下がりが遅い減衰信号の場合にレシーバ出力ROのデューティ・サイクルに歪みが発生します。LTC2862からLTC2865で使用されている対称的なしきい値では、減衰が大きい信号でもRO出力のデューティ・サイクルが適切に維持されます（図5）。一方、非対称のしきい値をもつトランシーバでは、デューティ・サイクルにかなりの歪みが見られます（図6）。

さらに、LTC2862からLTC2865の150mV（代表値）の信号ヒステリシスは、レシーバしきい値が非対称のレシーバと比較して、非常に優れたノイズ耐性を有します。一時的にフェイルセーフしきい値を上回るが負の信号しきい値よりも下に戻るというノイズ過渡は、非対称のレシーバでエラーを含む“H”のRO出力をトリガします（図8）。しかし、このノイズ過渡は、対称的なLTC2862からLTC2865のレシーバではフェイルセーフ・タイマにより除去されます（図7）。

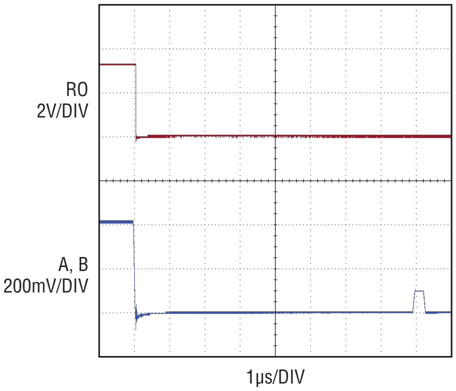


図7. -200mVの差動入力の+100mVのノイズ・パルスを除去するLTC2862の対称レシーバ

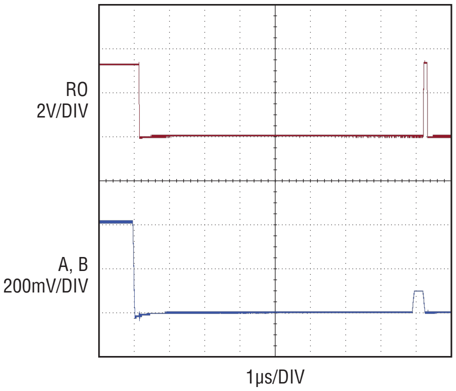


図8. –200mVの差動入力の+100mVのノイズ・パルスに応答する競合会社の非対称レシーバ

ホット・プラグ、ホット・スワップ、および グリッチなしのパワーアップとパワーダウン

LTC2862からLTC2865は、ホット・プラグ（ホット・スワップ）の要件に適合するグリッチなしのパワーアップ/パワーダウン保護を備えています。これらのトランシーバは、非通電状態、または通電しているがディスエーブル・ステートでバスに接続されたときに、バス上に差動外乱を発生しません。同様に、これらのトランシーバは、既にバスに接続した状態からディスエーブル・ステートでパワーアップされたときに、差動外乱をバス上に発生しません。これらの場合、レシーバ出力ROでは高インピーダンス出力がオフのままです。

パワーアップ/パワーダウン時にドライバまたはレシーバの入力がイネーブル・ステートである場合、電源がトランシーバの内部電源の低電圧検出器のしきい値を超えるので、出力はグリッチなしで適切なステートに遷移します。LTC2863には、レシーバまたはドライバをディスエーブルする手段を備えていないので、パワーアップすると常にグリッチなしで完全なイネーブル・ステートに遷移します。

パッケージとピン配置

広範なアプリケーションの要件に合わせて、LTC2862からLTC2865には4タイプのピン配置が用意されており、各ピン配置について、リード付きとリードなしのパッケージがあります。

LTC2862: 受信ピンと送信ピンを共有する半二重LTC2862が、一般的に使用されているバージョンです。8ピン、リード付きのSOパッケージと、小型の3mm×3mm、8ピン、リードなしのDFNパッケージがあります。SOパッケージのLTC2862は、先行製品LT1785とソケットの互換性があります。

LTC2863: LTC2863は個別の受信ピンと送信ピンをもつ全二重トランシーバであり、8ピン・パッケージに収まるようにレシーバとドライバのイネーブル・ピンが省略されています。この結果、ドライバとレシーバは常にイネーブルであり、製品にはシャットダウン・モードがありません。LTC2862と同様に、8ピン、リード付きのSOパッケージと、小型の3mm×3mm、8ピン、リードなしのDFNパッケージがあります。

LTC2864: LTC2864は、イネーブル・ピンを備えた全二重トランシーバです。LT1791とソケットの互換性をもつ14ピン、リード付きのSOパッケージと、10本のリード付き3mm×3mmのDFNパッケージがあります。

LTC2865: LTC2865は、ファミリの他の各製品で使用できる機能をすべて備えています。LTC2864と同様に全二重のピン配置を備え、追加のピンが2本あります。ロジック・インタフェース電源電圧用のVLピンと、高速またはスルー制限のトランスミッタ・モードを選択するSLO入力ピンです。

修理担当者がむき出しのワイヤやねじ込み端子を取り扱うと、ESDによる破損のリスクがあり、またケーブルを間違ったねじ込み端子に配線すると過電圧による破損のリスクがあります。フォルト電圧とESDに対する許容範囲が大きいため、LTC2862からLTC2865はこれらの危険による破損に対して非常に高い耐性を備えています。

±60Vのフォルト、および±15kVのESDへの耐性

RS485の配線接続は多くの場合、被覆のない撚り線を端子ブロックにねじ込むことで行われます。RS485インタフェースを含む機器は、24V AC/DCやその他の電圧で駆動される回路を内蔵していることがあり、これらの回路もねじ込み端子で接続されます。修理担当者がむき出しのワイヤやねじ込み端子を取り扱うと、ESDによる破損のリスクがあり、またケーブルを間違ったねじ込み端子に配線すると過電圧による破損のリスクがあります。フォルト電圧とESDに対する許容範囲が大きいため、LTC2862からLTC2865はこれらの危険による破損に対して非常に高い耐性を備えています。

LTC2862からLTC2865の±60Vのフォルト保護は、高電圧BiCMOS集積回路テクノロジを使用することによって行われます。このテクノロジ特有の高いブレークダウン電圧により、電源オフ状態および高インピーダンス状態で保護を行います。ドライバ出力には先進的なフォールドバック電流制限の設計を採用し、高電流出力駆動を可能にしたままで過電圧フォルトに対する保護を実現しています。LTC2862からLTC2865は、GNDが開の状態、またはV_{CC}が開または地絡の状態でも、±60Vのフォルトから保護されます。

LTC2862からLTC2865は、GNDを基準として人体や機器からA、B、Y、およびZのピンに流れる最大±15kV（人体モデル）の静電気放電から保護されます。内蔵の保護デバイスは、約±78Vを超える電圧で通電を開始し、放電電流を安全にGNDピンに流します。さらに、これらのデバイスは、製品がパワーアップされた状態やラッチ・アップなしで動作している状態でも、最大±15kVの放電に耐えます。その他のすべてのピンは、±8kV（人体モデル）まで保護されています。

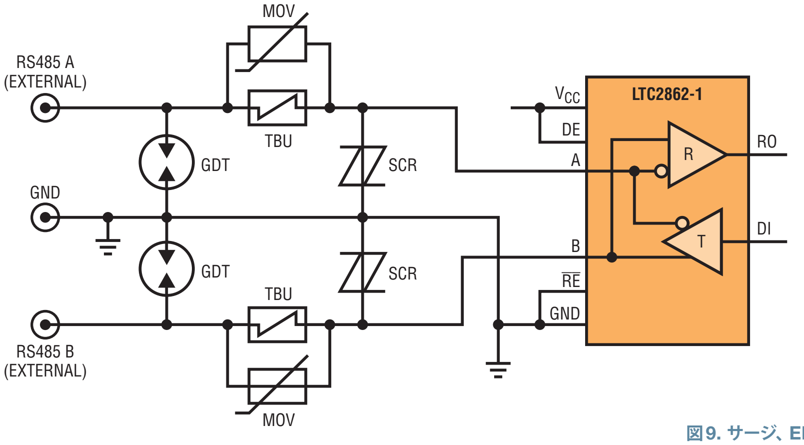


図9. サージ、EFT、ESDに対するIECレベル4の保護、および±360Vの過電圧保護を備えたネットワーク

IECサージ、EFT、ESD、および過電圧フォルトに対する拡張保護

産業環境で使用されているRS485トランシーバは、落雷サージ、高電流誘電負荷のスイッチングによる電気的高速過渡（EFT）、および帯電した人体または機器からの静電気放電（ESD）に起因する非常に高レベルの電気的過剰ストレスに曝される可能性があります（ESD、EFT、およびサージの試験方法はそれぞれ、IEC規格61000-4-2、61000-4-4、および61000-4-5に規定されている）。

特に、サージ試験で発生する過渡には、LTC2862からLTC2865が内蔵するESD保護デバイスが吸収できるよりも非常に多くのエネルギが含まれます。このため、高レベルのサージ保護を実現するには、適切に設計された外部保護ネットワークが必要です。また、外部ネットワークにより、LTC2862からLTC2865のESD、EFT、および過電圧に対する性能もきわめて高いレベルで向上できます。

図9の保護ネットワークは、LTC2862からLTC2865の高いブレークダウン電圧をどのように使用して、サージ、EFT、およびESDについてIECの最高規定レベル（レベル4）に適合する保護回路内で活用するか、また過電圧フォルトの許容範囲を±360Vに広げているかを示します。この保護回路は±25Vの同相電圧範囲を維持し、ライン（GNDへのライン）当たり約8pF程度の容量しか追加しないので、LTC2862からLTC2865のトランシーバの性能に影響を与えることなく、非常に高い保護レベルを提供します。

ガス放電管（GDT）は、電気サージに対する主要な保護デバイスです。これらのデバイスはインピーダンスが非常に低く、動作時に高い電流通電能力を有しているので、サージ電流をGNDに安全に放電します。

システム設計者は、RS485およびRS422トランシーバについて、高いフォルト耐性と高性能のいずれかを選択する必要がなくなりました。LTC2862からLTC2865のトランシーバがそれら両方を提供します。

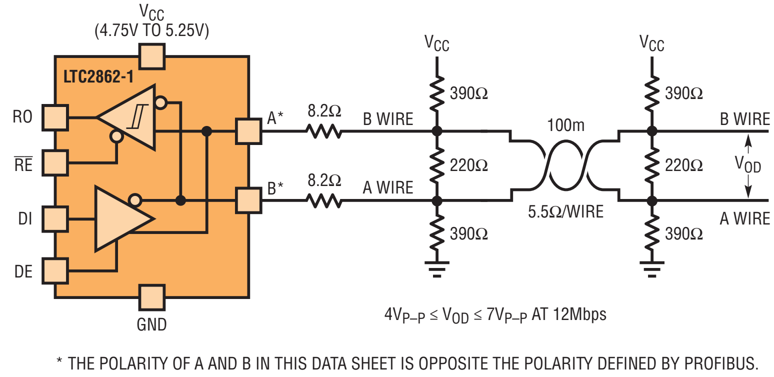


図10.LTC2862-1のPROFIBUS互換ライン・インタフェース

過渡ブロック・ユニット（TBU）は半導体デバイスであり、指定電流レベルに達すると、低インピーダンスのパススルー・ステートから高インピーダンスの電流制限ステートにスイッチします。これらのデバイスは、2次保護に流れる可能性のある電流と電力を制限します。

2次保護は、LTC2862からLTC2865のトランシーバのバス・ピンを保護するために35Vを上回るとトリガする双方向サイリスタで構成されます。2次保護の高トリガ電圧は、レシーバの±25Vの同相電圧範囲全体を維持します。

ネットワークの最後のコンポーネントは金属酸化物バリスタ（MOV）であり、TBUの両端の電圧をクランプして、GDTのターンオン時間を超える高速ESDおよびEFTからTBUを保護します。このネットワークの高い性能は、低容量のGDT、およびサイリスタの1次/2次保護デバイスに基づきます。MOVの容量130pFはライン上をフロートし、TBUによりシャントされるので、信号で検出可能な容量性負荷にはまったく寄与しません。

LTC2862からLTC2865の高いブレークダウン電圧と堅牢性が、この保護回路の主要要素です。同相電圧範囲の維持に使用される±35VのSCRデバイスは、±35V未満のブレークダウン電圧でトランシーバを保護しません。さらに、MOVをTBUと並列接続すると、MOVの容量はRS485バス上に負荷を生成しません。ただし、ESDとEFTの電流をSCRデバイス経由でシャントするというデメリットがあります。この結果、SCRの両端で発生した電圧降下は、トランシーバのバス・ピンに発生します。この独得の低容量トポロジは、堅牢な高電圧トランシーバでのみ使用できます。

PROFIBUSアプリケーションでのLTC2862の使用

PROFIBUSはRS485に基づくフィールド・バスであり、ケーブル、相互接続、ライン終端、および信号レベルの追加要件があります。図10に、PROFIBUSネットワーク内のLTC2862-1を示します。PROFIBUSに完全適合するには、以下の項目すべてに従う必要があります。

1. PROFIBUSラインの各端部は終端する必要があります。BとAとの間は220Ωの抵抗、BとV_{CC}との間は390Ωのプルアップ抵抗、AとGNDとの間は390Ωのプルダウン抵抗を使用します。
2. 100m終端ケーブルの端部で受信するピーク・ツー・ピーク差動電圧V_{OD}をPROFIBUS規格の7V未満に減少するために、8.2Ωの抵抗をLTC2862-1のAとBのピンと直列に接続する必要があります。
3. PROFIBUS信号の極性は、多くのRS485トランシーバのデータ・シートで使用されている極性の表記規則と逆になっています。ピンAをPROFIBUSのBワイヤ（8.2Ωの直列抵抗経由）と接続し、ピンBをPROFIBUSのAワイヤ（8.2Ωの直列抵抗経由）と接続します。
4. PROFIBUSのVOD許容値に適合するために、5%の許容範囲をもつ5V電源（4.75V～5.25V）を使用して、LTC2862-1トランシーバを駆動します。

まとめ

システム設計者は、RS485およびRS422トランシーバについて、高いフォルト耐性と高性能のいずれかを選択する必要がなくなりました。LTC2862からLTC2865のトランシーバがそれら両方を提供します。これらのトランシーバは、±60Vの過電圧と±15kVのESDへの耐性を備えていますが、また以下の特長も有しています。3V～5.5Vの電源電圧での動作、最大20Mbpsのデータ・レート、±25Vの同相電圧範囲、選択可能なスルー・レート、低電圧ロジックへのインタフェース、および3mm×3mmのDFNパッケージでの供給などです。■

大型のパッシブ・コンポーネントと置き換えて MIL-STD-1275Dへの適合を容易にする高電圧サージ・ストッパ

Dan Eddleman

防衛用車両の電子機器は独得な課題を有しており、中でも大きな課題は不良電源による動作です。現場で電源に発生する困難な変動を認識した米国国防総省は、防衛用車両の28V電源で駆動する電気システムの要件を規定するMIL-STD-1275Dを作成しました。MIL-STD-1275Dのサージおよび関連する過渡に耐えるシステムを設計するには、伝統的に、大型で高価なパッシブ・コンポーネントが必要です。リニアテクノロジー社のサージ・ストッパ製品ラインは、この種のサージからシステムを保護するのに適している一方、コストとソリューション規模を低減します。

MIL-STD-1275Dの要件

MIL-STD-1275Dは各種の条件を規定しており、特に重要なものとして、定常状態の動作、始動時の外乱、スパイク、サージ、およびリップルの条件があります。MIL-STD-1275Dは、3つの「動作モード」、すなわち始動モード、通常動作モード、およびジェネレータのみモードにおけるこれらの各条件について、要件を規定しています。

スパイク、サージ、リップル、その他の要件の詳細を説明する前に、まず動作モードについて説明します。文字どおり、「始動モード」はエンジンの始動時に発生する条件を表します。「通常モード」はシステムがフォルトなしで動作するときの条件を表します。そして、「ジェネレータのみモード」は、バッテリが接続されておらずジェネレータが直接電子機器を駆動する、特に過酷な状況を表します。

ジェネレータのみモードは、厄介な状況です。通常、バッテリは、ジェネレータの電力が変動するにもかかわらず比較的一定の電圧を維持することにより、ジェネレータの不安定な特性を隠しています。予想されるとおり、ジェネレータのみモードに規定された制限値は、通常動作モードよりも悪いものです。大体において、ジェネレータのみモードの条件で動作するシステムは、通常モードでの動作では何の困難もありません（考えられる例外の1つは、ジェネレータのみモードでサージ時の500mΩのソース・インピーダンスは、通常動作モードの20mΩのソース・インピーダンスと比較して、負担を軽減できることです）。

定常状態

他の規格と同様に、MIL-STD-1275Dは条件と要件を詳細に規定しています。この記事は、これらの要件と提案するソリューションをより分かりやすい形式で提示することを目的にしています。より正確な規定と要件については、MIL-STD-1275Dを参照することをお勧めします。

MIL-STD-1275Dは、**定常状態**を「回路の値が本質的に一定な状態で、初期の過渡または変動状態がすべて落ち着いた後に発生する」と規定しています。また、通常のシステム動作時に固有または自然の変化のみが発生する（つまり、不具合がまったく発生せず、システムのどの部分にも予期しない変化がまったく発生しない）状態であると明確に規定しています。

簡潔に説明すると、定常状態では、入力電圧は比較的一定しています。

表1に示すように、通常動作モードでの定常状態の入力電圧範囲は25V～30Vです。ジェネレータのみモード時（バッテリが接続されていない状態）での定常状態の電圧範囲は少し広く、23V～33Vです。

表1. 通常動作モードとジェネレータのみモードで選択したMIL-STD-1275Dの仕様

仕様	通常動作モード	ジェネレータのみモード
定常状態	$25V < V_{IN} < 30V$	$23V < V_{IN} < 33V$
スパイク	最大250V、エネルギ=15mJ	通常動作モードと同じ
サージ	最大40V、~500ms、$R_{IN} = 20m\Omega$	最大100V、~500ms、$R_{IN} = 500m\Omega$
リップル	大きさ ±2V	大きさ ±7V

リニアテクノロジー社のサージ・ストッパ製品は、MIL-STD-1275Dに適合する強力なソリューションです。代替設計では通常、入力にシャント・クランプを使用していますが、過電圧状態が続く間に破損やヒューズ切れが発生することがあります。

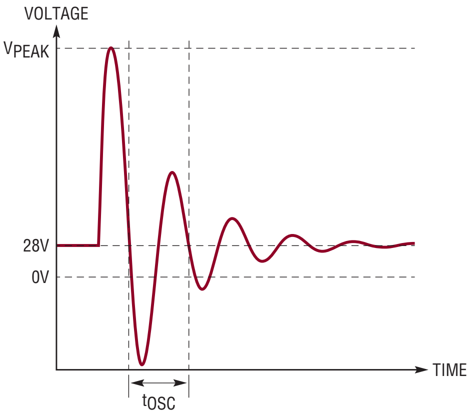


図1. MIL-STD-1275Dのスパイク

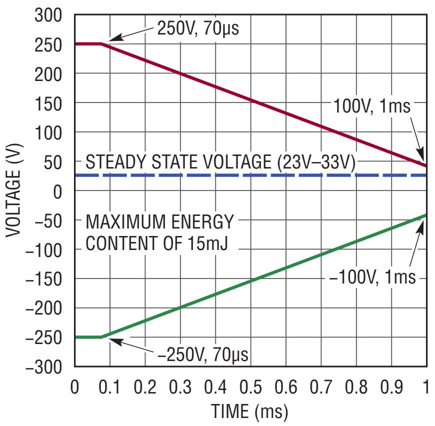


図2. ジェネレータのみモードのスパイクの包絡線

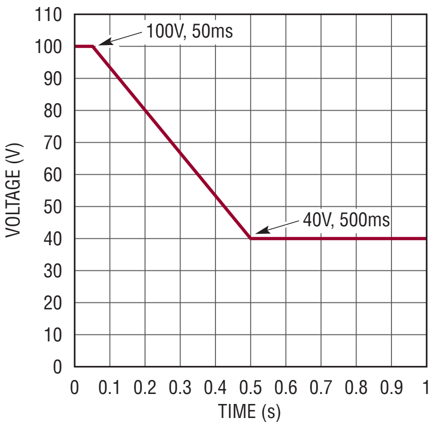


図3. ジェネレータのみモードのサージの包絡線

スパイク

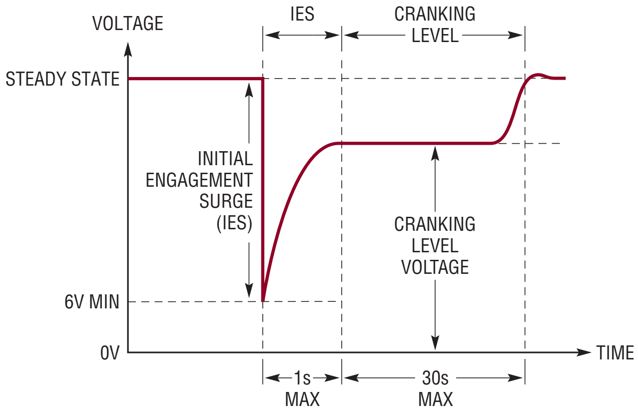
MIL-STD-1275Dの**スパイク**の定義の引用ではなく、図1の例を見てください。スパイクは通常、振動し、1ms以内に減衰して定常状態電圧になります。MIL-STD-1275Dでは、リアクティブ負荷がスイッチングされたときにこれらのスパイクが発生し、ホーンを鳴らす、ビルジ・ポンプの作動、エンジンの始動/停止、タレットの回転などのイベントで発生することがあると説明しています。

その説明はスパイクの理解に役立ちますが、実際の要件は図2（ジェネレータのみモード）で定義されています。さらに、MIL-STD-1275Dのサブセクション5.3.2.3、「EDUTに持ち込まれる電圧スパイク」（Voltage Spikes Imported into EDUT）で、推奨の試験設定、および発振に必須の立ち上がり時間と周波数を説明しています。注意すべき重要な事実は、最大エネルギが15mJに制限されていることです。通常動作モードのスパイクの要件はジェネレータのみモードと似ていますが、通常動作モードの制限が、1msで100Vではなく、40Vである点が異なります。

サージ

スパイクは、持続時間が1ms未満の過渡です。**サージ**は、持続時間がそれより長い過渡です。図3に、ジェネレータのみモードの制限値を示します。MIL-STD-1275Dの推奨試験では、システム入力に50msの100Vパルスを5つ、1sの間隔で印加する必要があることに注意してください。興味深いことに、図3に示すサージ状態の包絡線を満たすことはさらに困難です。期間全体の500msで、包絡線が40Vに戻らないからです。この記事で説明するソリューションは上記の両方の条件を満たします。繰り返しますが、通常動作モードの要件のほうが簡単です。サージの包絡線は似ていますが、最大値が100Vではなく、40Vである点が異なります。ここで説明していない詳細については、実際の仕様を参照してください。

図4. 始動時の外乱



LTC4366やLT4363などの高電圧サージ・ストッパでは、大型のパッシブ・コンポーネントを使用して高エネルギ・レベルをグランドにシャントするのではなく、入力電圧のスパイクやサージが発生したときに直列MOSFETを使用して出力電圧を制限します。

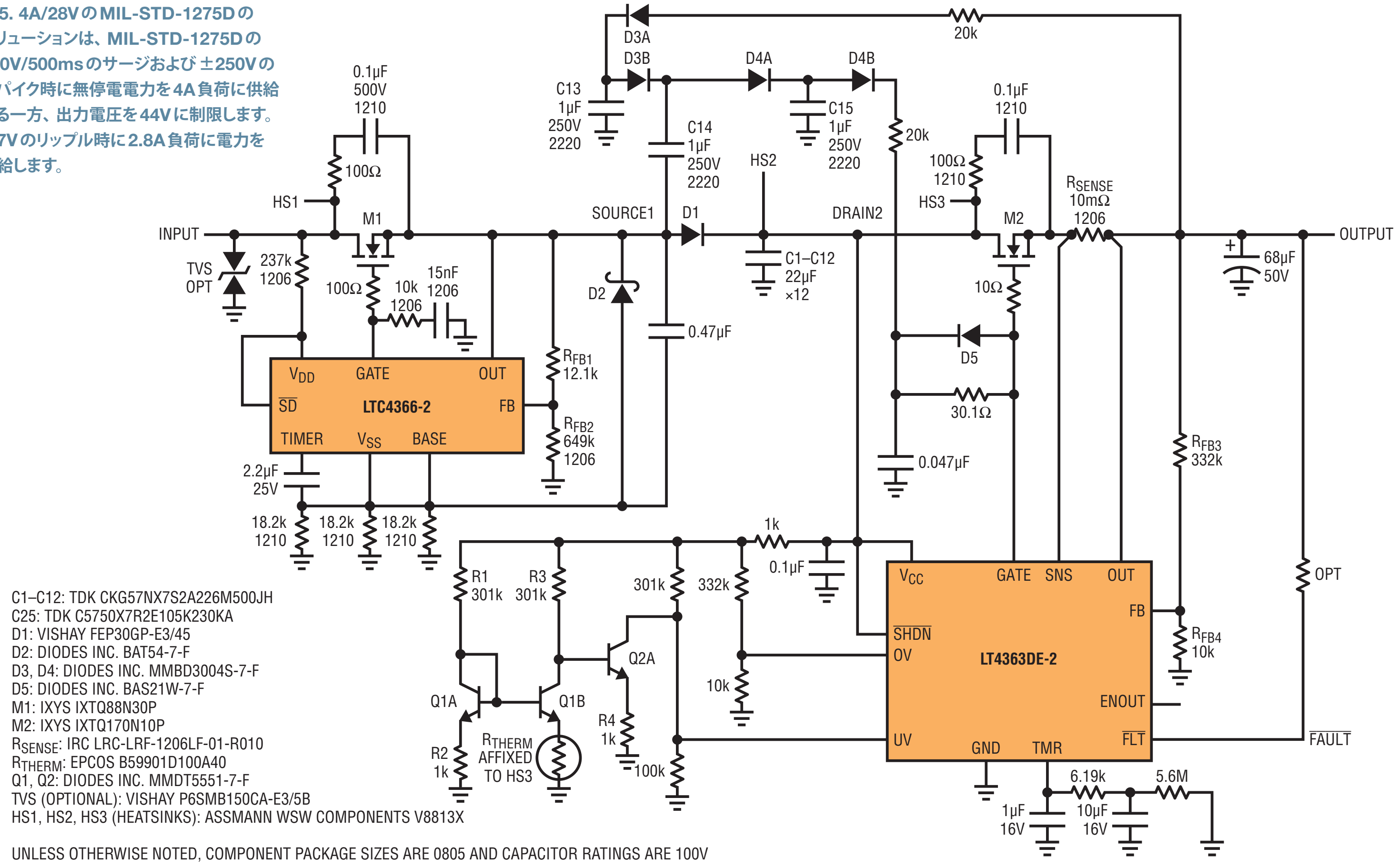


図5. 4A/28VのMIL-STD-1275Dのソリューションは、MIL-STD-1275Dの100V/500msのサージおよび±250Vのスパイク時に無停電電力を4A負荷に供給する一方、出力電圧を44Vに制限します。±7Vのリップル時に2.8A負荷に電力を供給します。

リップル

リップルとは、定常状態のDC電圧付近で変動する入力電圧を指す用語です。リップルは、50Hz～200kHzの周波数で構成されていることがあります。ジェネレータのみモードのリップルは、DCの定常状態電圧から±7Vと大きい範囲です。通常モードでのリップルはいくらか小さく、DCの定常状態電圧から±2Vの範囲です。MIL-STD-1275Dの仕様には、明示的なテスト条件、および試験用周波数の推奨セットがあります。

始動モード

通常モードとジェネレータのみモードの他に、MIL-STD-1275Dは始動モードを規定しています。これは、エンジン・スターターおよびクランキングに起因する電圧変動を表します。図4は、MIL-STD-1275Dの仕様に記載されているものです。定常状態のDC電圧から始まり、「初期噛み合いのサージ」で6Vに低下します。1秒以内に立ち上がって、最小電圧が16Vの「クランキング・レベル」になります。30秒以内に再び、定常状態のDC電圧に戻ります。

その他の要件

MIL-STD-1275Dでは、システムが破損することなく極性反転に耐えることを規定しています。このような状態は、ジャンパー・ケーブルを反対に接続した場合のジャンプ・スタート時に発生します。

MIL-STD-1275Dでは、別の規格MIL-STD-461（電磁気の互換性要件に関する）に言及していますが、これはこの記事の範囲を超えています。

通常動作では、MOSFETが完全に導通し、MOSFETでの電力損失が最小になります。サージやスパイクで入力電圧が上昇すると、サージ・ストッパが出力電圧を調整し、安全な無停電電力を負荷に供給します。電流制限とタイマの機能が、外部MOSFETをより過酷な条件から保護します。

MIL-STD-1275Dに適合するサージ・ストッパのソリューション

リニアテクノロジー社のサージ・ストッパ製品は、MIL-STD-1275Dに適合する強力なソリューションです。代替設計では通常、入力にシャント・クランプを使用していますが、過電圧状態が続く間に破損やヒューズ切れが発生することがあります。

LTC4366やLT4363などの高電圧サージ・ストッパでは、大型のパッシブ・コンポーネントを使用して高エネルギ・レベルをグランドにシャントするのではなく、入力電圧のスパイクやサージが発生したときに直列MOSFETを使用して出力電圧を制限します。通常動作では、MOSFETが完全に導通し、MOSFETでの電力損失が最小になります。サージやスパイクで入力電圧が上昇すると、サージ・ストッパが出力電圧を調整し、安全な無停電電力を負荷に供給します。電流制限とタイマの機能が、外部MOSFETをより過酷な条件から保護します。

サージ

MIL-STD-1275Dでは、ワーストケースのMOSFET電力損失状態は100Vの入力サージ期間に発生します。図5に示す回路は、出力電圧を44Vに調整します。この結果、回路は100V入力から56V低下して44V出力になります。このMIL-STD-1275Dのソリューションでは、出力に使用できる電力を増加するために、2つの直列MOSFETが使用されます。1番目のMOSFETのソースはLTC4366により66Vに調整され、2番目MOSFETのソースはLT4363により44Vに調整されます。これにより、両方のMOSFETでの電流損失が低減されます。

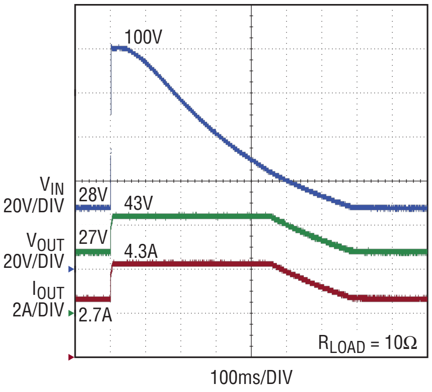


図6. MIL-STD-1275Dの100V/500msのサージ試験

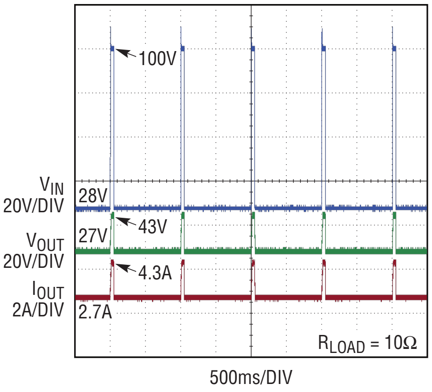


図7. MIL-STD-1275Dの100V/50msのサージ（5回繰り返し）

図6および7に、サージ試験での測定結果を示します。図6のオシロスコープ波形は、前述したMIL-STD-1275Dのサージ要件である100V/500msの全域で、この回路が動作していることを示します。図7は、MIL-STD-1275Dの推奨試験に記載されている、制約がより低い100V/50msパルスでこの回路が動作することを示します。

スパイク

+250Vのスパイク状態は、ドレイン-ソース間電圧300V以上に耐える定格をもつMOSFET M1が処理します。MIL-STD-1275Dでは入力エネルギが15mJに制限されることを規定しており、この値はこのMOSFETの仕様範囲内です。図8に、入力における+250Vのスパイクが出力からブロックされることを示します。

同様に、図9に、–250Vのスパイク試験の結果を示します。この状態では、–250Vのスパイク時にダイオードD1が逆バイアスされ、スパイクをM2と出力からブロックします。D1は逆極性保護も行い、負の入力電圧が出力に現れることを防ぎます（D1の上流にあるLTC4366サージ・ストッパは、追加の保護なしで逆電圧と–250Vのスパイクに耐えることができる）。

オプションの双方向トランジェント電圧サプレッサ（TVS）が入力位置にあり、追加の保護を行います。この150Vのブレークダウン電圧は、100V未満での回路動作には影響しません。入力位置にTVSがあることが望ましくないアプリケーションでは、このオプションのコンポーネントを取り除くことができます。図8および9では、MIL-STD-1275Dのスパイクが存在する間、出力電圧トレース（V_{OUT}）は高周波数のうなりを示します。これは、0.1μFの試験コンデンサが回路入力位置で直接放電し、すべての抵抗とインダクタンスが最小になったときに電源とグランドのトレースに流れ込む大電流による測定値の乱れであることに注意してください。

最大過渡電力損失（高電圧サージの発生時など）が単体のMOSFETの能力を超える場合でも、複数の直列MOSFETを使用して高電力レベルに対応できます。

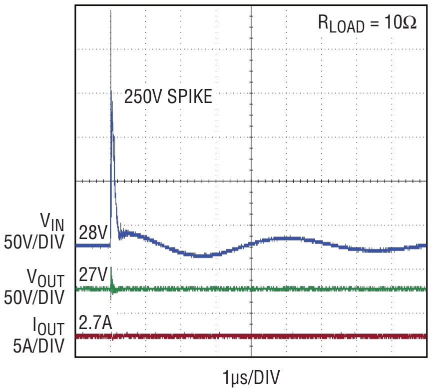


図8. 正の入力スパイク

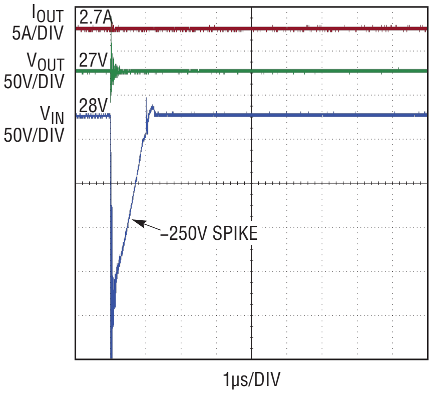


図9. 負の入力スパイク

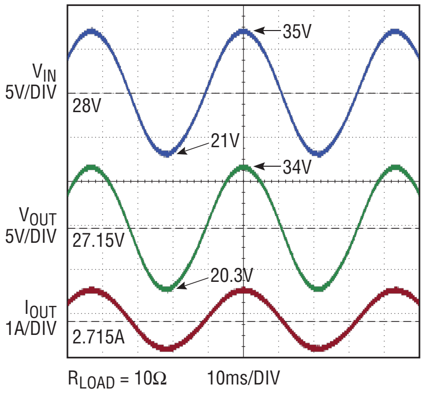


図10. 14V_{P-P}入力リップル状態

リップル

MIL-STD-1275Dのリップル仕様に適合するには、さらにいくつかのコンポーネントが必要です。ダイオードD1とコンデンサC1～C12を組み合わせて、AC整流器が構成されます。この整流信号がDRAIN2ノードに現れます。

LT4363と検出抵抗R_{SENSE}の組み合わせが、最大電流を5A（代表値）に制限します。入力波形の立ち上がりが出力コンデンサを5Aを超える電流でプルアップしようとした場合、LT4363がM2のゲートをプルダウンして電流を一時的に制限します。

ゲート電圧を即座に復元するために、コンポーネントD3～D4、C13～C15で構成する小型チャージ・ポンプがLT4363の内部チャージ・ポンプを補助してMOSFET M2のゲートを即座にプルアップします。これを行った場合でも、このリップル状態の間、使用できる負荷電流を2.8Aに低下させる必要があります。図10に、リップル試験時に出力が駆動され続けていることを示します。

過熱

最後に、過熱保護はコンポーネントQ1、Q2、R1～R4、およびサーミスタR_{THERM}により実装されます。M2のヒート・シンク温度（HS3）が105°Cを超えた場合、LT4363のUVピンがQ2AによりプルダウンされてMOSFET M2を強制的にオフにし、最高温度を制限します。

注意する点として、指定したコンポーネントで構成されるこの回路は、MIL-STD-1275Dに規定された最小電圧6Vではなく、始動モードの初期噛み合いサージの発生時における最小電圧8Vで動作することのみが保証されます。

通常、MIL-STD-1275D適合システムの入力位置にEMIフィルタが配置されます。フィルタ処理のニーズはサージ・ストッパで解消されませんが、サージ・ストッパのリニア・モード動作は追加ノイズを生じません。

まとめ

リニアテクノロジー社のサージ・ストッパ製品は、MIL-STD-1275Dへの適合を簡略化します。MOSFETを使用して高電圧入力のサージとスパイクをブロックする一方、下流の回路に無停電電力を供給します。直列コンポーネントにより電圧をブロックすることで、大型のパッシブ・コンポーネントを使用する回路が高エネルギをグランドにシャントしようとするときに発生する可能性があるヒューズ切れや破損を防止します。さらに、この記事では、最大過渡電力損失（高電圧サージの発生時など）が単体のMOSFETの能力を超える場合でも、複数の直列MOSFETを使用して高電力レベルに対応できることを示しました。■

LTspice IVの最新情報

Gabino Alonso

ワールド・ツアー
www.linear-tech.co.jp/LTspiceEvents

新しいビデオ：「AC解析」
www.linear-tech.co.jp/solutions/4581

LTspice IVのWorld Circuit Seminarのワールド・ツアー

LTspiceの開発者であるMike Engelhardtが一連の無償、半日のセミナーでLTspiceのすべてを教えるワールド・ツアーに出発します。各セミナーでは、スイッチ・モード電源のシミュレーション、効率の計算、電源起動時の動作とトランジェント応答の観察の各方法について説明します。また、AC解析、ノイズ解析、および回路シミュレーション用の汎用SPICEシミュレータとしてLTspiceを使用する方法を学ぶこともできます。講演の内容として、LTspice IVの内部の仕組み、およびその性能の全体像があります。

これらのセミナーの詳細については、www.linear-tech.co.jp/LTspiceEventsを参照してください。

LTspice IVとは

LTspice® IVは、電源設計プロセスを迅速に行うことを目的として設計された高性能SPICEシミュレータ、回路図入力プログラム兼波形ビューアです。LTspice IVはSPICEに拡張機能とモデルを追加したもので、標準的なSPICEシミュレータよりもシミュレーション時間を大幅に短縮します。これにより、他のSPICEシミュレータでは数時間かかる多くのスイッチング・レギュレータについて、波形を数分で表示できます。

LTspice IVは、リニアテクノロジー社のサイト（www.linear-tech.co.jp/LTspice）で無償で提供されています。このダウンロードには、全機能を備えたLTspice IVのバージョン、リニアテクノロジー社のパワー製品のマクロ・モデル、200種類を超えるオペアンプ・モデル、および抵抗、トランジスタ、MOSFETのモデルが含まれています。

エンジニアによるエンジニアのためのブログ

LTspiceに関する技術ニュース、業界人向けのヒント、および興味深い視点については、LTspiceのブログ（www.linear-tech.co.jp/solutions/LTspice）を参照してください。

ブログの最新ビデオ：「AC解析」— 最新ビデオのトピックについては、www.linear-tech.co.jp/solutions/4581を参照してください。

場合によっては、回路図の特定部品における個々の電圧や電流を調べるよりも、回路の周波数応答がより重要なことがあります。LTspiceは、そのAC解析機能で周波数応答を調べるユーザーを支援します。このビデオでは、LTspiceで基本的なAC解析を実行する方法、およびいくつかの新機能を説明します。

厳選デモ回路

リニアテクノロジー社のデバイスを使用するサンプルシミュレーションの詳細リストについては、www.linear-tech.co.jp/democircuitsを参照してください。

降圧レギュレータ

- **LT8610AB**：軽負荷時の効率が高い5V、2MHzのμPower降圧コンバータ（入力：5.5V～42V、出力：5V/3.5A）
  www.linear-tech.co.jp/LT8610A
- **LTM®4624**：4A降圧μModule®レギュレータ（入力：4V～14V、出力：1.5V/4A）
  www.linear-tech.co.jp/LTM4624
- **LTM4644**：クワッド4A降圧μModuleレギュレータ（入力：4V～14V、出力：3.3V、2.5V、1.5V、1.2V/4A）
  www.linear-tech.co.jp/LTM4644
- **LTM4649**：10A降圧μModuleレギュレータ（入力：4.5V～16V、出力：1.5V/10A）
  www.linear-tech.co.jp/LTM4649

絶縁型コントローラ

- **LTC3765、LTC3766**：同期整流付きの120W絶縁型フォワード・コンバータ（入力：9V～36V、出力：12V/10A）
  www.linear-tech.co.jp/LTC3765

昇圧レギュレータ

- **LT3905**：調整可能なAPDバイアス電源（入力：2.7V～12V、出力：54V/1mA）
  www.linear-tech.co.jp/LT3905
- **LTC3862-1**：高電力、高電圧の4相昇圧コンバータ（入力：6V～36V、出力：50V/10A）
  www.linear-tech.co.jp/LTC3862-1

反転レギュレータ

- **LTC3805-5、LT1797**：正-負Cukコンバータ（入力：8V～16V、出力：–12V/3A）
  www.linear-tech.co.jp/LTC3805-5
- **LTC3863**：低I_Q反転DC/DCコンバータ（入力：4.5V～16V、出力：–12V/1A）
  www.linear-tech.co.jp/LTC3863

定電流、定電圧レギュレータ

- **LT3795**：スペクトラム拡散周波数変調を備え、短絡耐性をもつ昇圧LEDドライバ（入力：8V～60V、出力：87V LED列/400mA）
  www.linear-tech.co.jp/LT3795
- **LTC4000-1、LT3845A**：ソーラー・パネル入力を備えた3セルの$LiFePO_4$用バッテリ・チャージャ（入力：20V～60V、出力：10.8Vフロート/最大10A）
  www.linear-tech.co.jp/LTC4000-1

過電圧および過電流に対する保護

- **LTC4366-2**：サージ保護車載12V電源（入力：9V～100V、出力：18Vクランプ/4A）
  www.linear-tech.co.jp/LTC4366

モデル、デモ回路、イベント、およびユーザー向けヒントの最新情報については、
twitter—以下のTwitterサイトで@LTspiceをフォローしてください。www.twitter.com/LTspice
f—Facebookページ（facebook.com/LTspice）で「いいね！」をクリック

オペアンプ

- **LT6105**：+15Vおよび−15Vの電源用電流検出モニタ（0A〜2A）および www.linear-tech.co.jp/LT6105
- **LTC6090、LTC2054**：デジタル電圧計用μVプリアンプ www.linear-tech.co.jp/LTC6090

厳選モデル

リニア・レギュレータ

- **LT3086**：監視機能とケーブル降下補償機能を備えた40V、2.1A低ドロップアウト調整可能リニア・レギュレータ www.linear-tech.co.jp/LT3086

降圧レギュレータ

- **LTC3875**：低値DCR検出機能と温度補償機能を備えたデュアル2相同期コントローラ www.linear-tech.co.jp/LTC3875
- **LTM4633**：トリプル10A降圧DC/DC μModuleレギュレータ www.linear-tech.co.jp/LTM4633

定電流/定電圧レギュレータ

- **LT3797**：トリプル出力LEDドライバ・コントローラ www.linear-tech.co.jp/LT3797
- **LTC4020**：55V降昇圧マルチケミストリ・バッテリ・チャージャ www.linear-tech.co.jp/LTC4020

ワイヤレス電力伝送

- **LTC4120**：ワイヤレス受電器および400mA降圧バッテリ・チャージャ www.linear-tech.co.jp/LTC4120

トランスのシミュレーション

LTspiceでトランスをシミュレートする簡単な手法を説明します。

1. トランスの各巻線についてインダクタの下書きを作成します。
2. SPICE指令経由で相互インダクタンス（K）文を使用して、トランスの巻線を結合します。

```
K1 L1 L2 L3 1
```

K文の最後のエントリは、カップリング係数であり、0〜1の値をとります。1は漏れインダクタンスがないことを表します。実際の回路では、カップリング係数1から始めることをお勧めします。

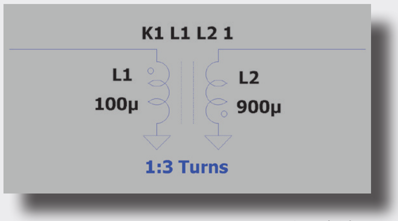
トランスごとに、K文は1つのみ必要です。LTspiceにより、1つのカップリング係数がトランス内のすべてのインダクタに適用されます。以下の文は、前述の文と同等です。

```
K1 L1 L2 1
K2 L2 L3 1
K3 L1 L3 1
```

3. [move]（F7）、[rotate]（Ctrl + R）、および[mirror]（Ctrl + E）のコマンドを使用してインダクタの位置を調整し、トランスの極性と合わせます。K文を追加すると、含めたインダクタの整相ドットが表示されます。
4. LTspiceは各コンポーネントの値を使用してトランスをシミュレートします。この場合の値は、トランスの巻数比ではなく、各インダクタのインダクタンスです。インダクタンス比は、巻数比と次のように対応します。

$$\frac{L_{PRIMARY}}{L_{SECONDARY}} = \left(\frac{N_{PRIMARY}}{N_{SECONDARY}}\right)^2$$

例えば、1：3の巻数比の場合、1：9の比が得られるようにインダクタンスの値を入力します。



トランスをシミュレートする方法の詳細については、www.linear-tech.co.jp/solutions/1079のビデオをご覧ください。

シミュレーションをお楽しみください！

パワー・ユーザーのヒント

環境発電

- **LTC3330**：環境発電バッテリ寿命延長回路を備えたμPower降昇圧DC/DC www.linear-tech.co.jp/LTC3330

過電圧および過電流に対する保護

- **LTC4365-1**：過電圧、低電圧および逆電源保護コントローラ www.linear-tech.co.jp/LTC4365

トランシーバ

- **LTC2862、LTC2863、LTC2864、LTC2865**：3V〜5.5Vの±60Vフォルト保護付きRS485/RS422トランシーバ www.linear-tech.co.jp/LTC2865

オペアンプ

- **LT6238**：レール・ツー・レール出力215MHz、1.1nV/√Hzオペアンプ/SAR-ADCドライバ www.linear-tech.co.jp/LT6238 ■

広範な入力電圧で広いPWM調光範囲を可能にする昇降圧LEDドライバ

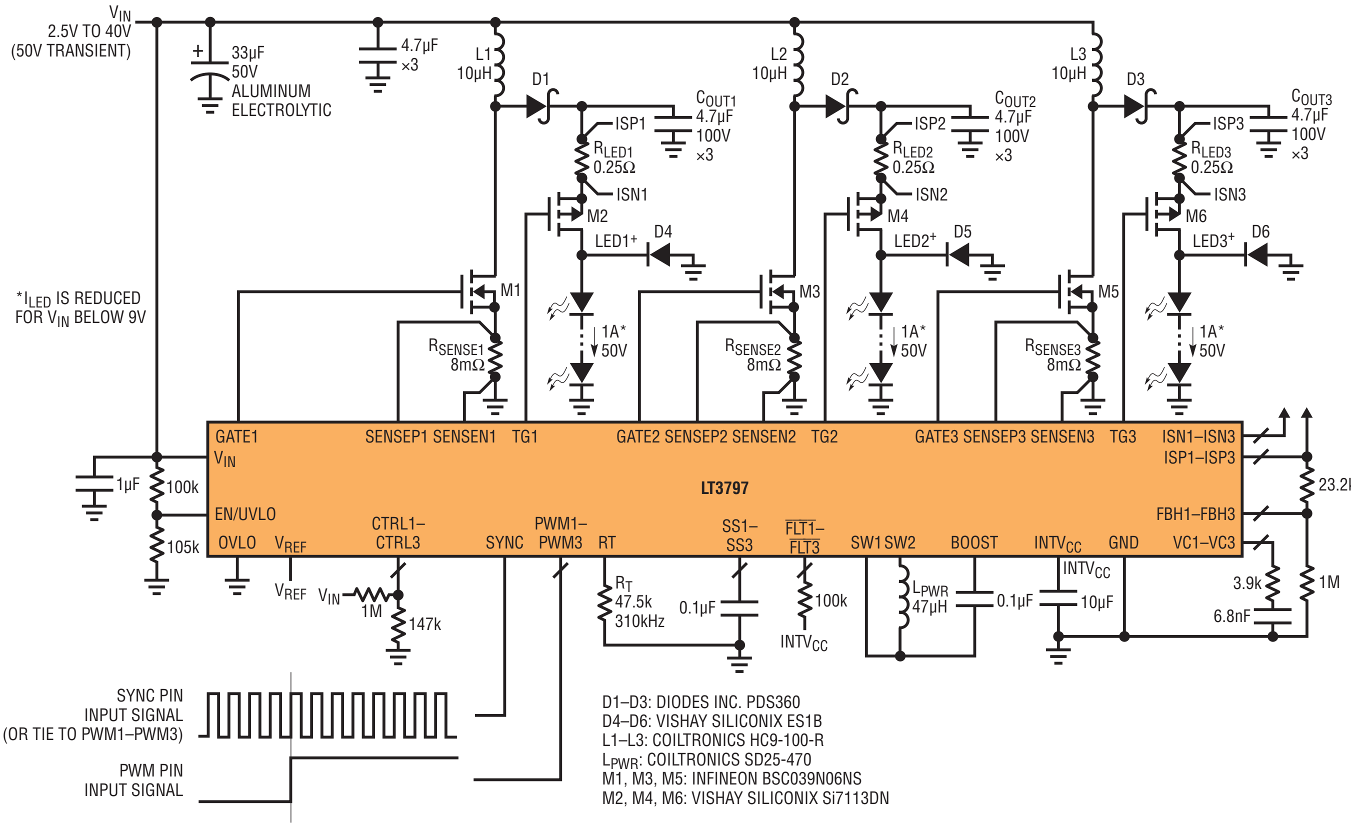
Keith Szolusha、Taffy Wong

マルチチャネルLEDドライバは主に、複数のLEDまたは複数のLED列（場合によっては色や長さが異なる）を単一のICから駆動する目的で設計されています。しかし、これらのドライバは、その他の魅力的な用途に使用できる多数の機能を備えています。例えば、LT3797 3チャネルLEDドライバの1チャネルを、BOOST電圧プリレギュレータとして使用して昇降圧機能をもつように構成できます。一方、他の2チャネルは降圧モードLEDドライバとして構成します。

入力電圧源の範囲が広く、LED列定格の上下両方の値をとる可能性がある場合、降昇圧、つまりSEPICトポロジが一般的に使用されます。これらのトポロジは、降圧のみまたは昇圧のみのレギュレータと比較すると、短所がいくつかあります。つまり、降圧のみのコンバータと比較すると、効率と帯域幅が低く（PWMの調光性能が低い）、昇圧のみのレギュレータと比較すると、効率が低く、伝導EMIが高くなります。

これらの問題を防ぐ方法の1つは、電圧プリレギュレータを使用して広範な入力を昇圧し、それを降圧のみのLEDドライバの入力として使用することです。これは昇圧と降圧の長所、つまり高いPWM調光の帯域幅、および低い伝導EMIをもちます。LT3797には、電圧レギュレーションとLED駆動のいずれかに使用できるチャネルが3つあるので、1チャネルを使用して入力電圧を昇圧できます。次に、この高い電圧を使用して、他の2チャネルで構成された2つの高帯域幅、降圧モードのLEDドライバを駆動できます。

図1. 50V、1Aの昇圧LEDドライバ3個として構成されたLT3797トリプルLEDドライバ



降圧LEDドライバでは、昇圧モード・ドライバよりも高いPWM調光比を達成できます。広範な入力から高いLED調光比を達成するために、低い入力電圧をプリレギュレータで中間電圧まで昇圧できます。昇圧後の中間出力は、降圧モードLEDドライバの入力になります。図2に、LT3797単体を使用して実現される昇降圧方式を示します。

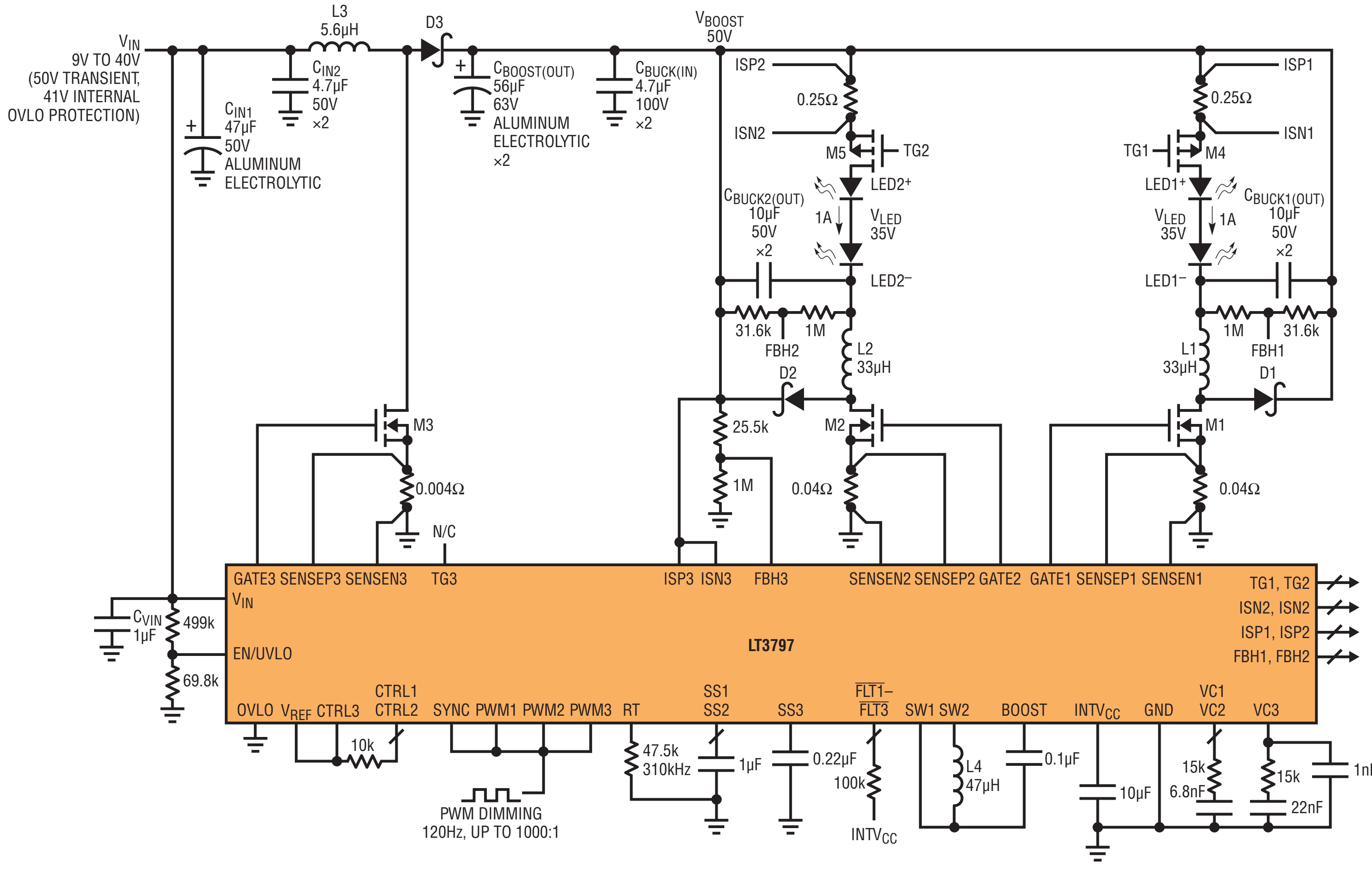
トリプルLEDドライバ（マルチトポロジ、高効率）

LT3797はトリプルLEDドライバ・コントローラICであり、昇圧モード、降圧モード、昇降圧モード、SEPICなどの複数のトポロジで3列のLED電流の駆動に使用できます。各チャネルは他のチャネルとは独立して動作しますが、クロック位相を共有します。LED電流、開放LEDの保護、アナログ、およびPWM調光制御をそれぞれ独立して制御できます。

高電位側のフィードバック・ピンFBHは、LED列がGNDに戻らない場合に降圧モードと昇圧モードの両方で多様な過電圧保護を提供するので、レベルシフト・フィードバック・トランジスタは不要です。2.5V～40VのV_{IN}範囲と100Vの出力範囲により、LEDドライバには高電圧および高電力の能力が得られます。LT3797は、車載アプリケーションや産業アプリケーション、およびバッテリ駆動デバイスで使用できます。

図1に、車載入力から3列の50W（50V、1A）LED列を駆動する、効率93%のトリプル昇圧LEDドライバを示します。120HzでのPWM調光比が250:1であり、短絡保護を備えています。内蔵の降昇圧$INTV_{CC}$電圧は、V_{IN}が2.5Vに低下した場合でも、7.8Vのゲート電荷をパワー・スイッチに供給し、入力範囲が非常に広いコンバータにしています。

図2. 1000:1のPWM調光比をもつLT3797ダブル昇降圧LEDドライバ



C_{IN1}: NIPPON CHEMICON EMZA500ADA470MF80G
$C_{BOOST(OUT)}$: PANASONIC EEHZA1J560P
D1, D2: DIODES INC. PDS360
D3: DIODES INC. PDS560
L1, L2: WÜRTH 744071330 33µH
L3: WÜRTH 7443557560 5.6µH
L4: COOPER SD25-470-R
M1, M2, M3: INFINEON BSC028N06N53 $60V_{DS}$
M4, M5: VISHAY SILICONIX Si7415DN $60V_{DS}$

昇降圧モード・ドライバのもう1つの長所は、同様な定格をもつ降昇圧レギュレータと比較して伝導EMIが低いことです。昇圧コンバータは、メイン・インダクタが入力と直列であるため、通常はAM帯周囲で降圧コンバータよりも伝導EMIが低くなります。昇降圧方式では、インダクタが入力と直列です。一方、降昇圧方式では、1つのインダクタが降圧段と昇圧段の間にあります。

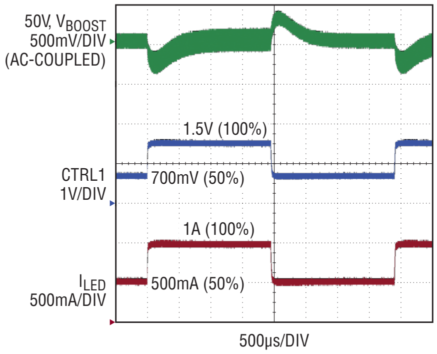


図3.50%(500mA)から100%(1A)のフルスケール電流までのアナログ調光過渡は、昇圧段が固有の通常速度で回復するときでも、降圧モードの高い帯域幅を示します。

デュアル昇降圧モードLEDドライバ

最高のPWM調光比は、最高の動作帯域幅を提供する降圧LEDドライバにより達成できます。広範な車載入力電圧から高いLED調光比を達成するには、車載電圧をまずプリレギュレータで昇圧する必要があります。次に、昇圧後の出力電圧を、降圧モードLEDドライバの入力として印加できます。図2に、単一ICを使用してこれをどのように達成できるかを示します。LT3797の1チャネルを昇圧プリレギュレータとして使用し、他の2チャネルを降圧モードLEDドライバとして作動させます。

コンポーネント数とコストが低減する以外に、この単一IC方式が、プリレギュレータとして別の昇圧ICを追加する方法よりも優れている点は、昇圧レギュレータのPWMピンを使用して、PWMのオフ時間にスイッチングをディスエーブルし、制御ループのステートを固定できることです。これにより、降圧モードLEDドライバがオンに戻ったときに、出力を低下させることなく、昇圧コンバータが前のPWMオン・ステートに即座に戻ることができます。PWMのオフ時間に昇圧のPWMがオフにならない場合、または別の昇圧ICを使用している場合、昇圧コンバータの帯域幅は最大PWM調光比を制限できます。

昇降圧モード・ドライバのもう1つの長所は、同様な定格をもつ降昇圧レギュレータと比較して伝導EMIが低いことです。昇圧コンバータは、メイン・インダクタが入力と直列であるため、通常はAM帯周囲で降圧コンバータよりも伝導EMIが低くなります。昇降圧方式では、インダクタが入力と直列です。一方、降昇圧方式では、1つのインダクタが降圧段と昇圧段の間にあります。基本的な降昇圧トポロジではインダクタが1つのみ必要ですが、高電力LEDドライバのアプリケーションでは多くの場合、伝導EMIを低減するために2つ目の入力フィルタ・インダクタが必要です。

図2に示すLT3797デュアル昇降圧LEDドライバは、35W(35V、1A)LED列2列に、車載入力から直接電力を供給します。120HzでPWM調光比は1000:1です。また、短絡保護と開放LEDの保護も備えています。PWM調光比を最大にし、PWMがオフのときに3つすべてのチャネルの制御ループのステートを固定するために、3本のPWM調光入力ピンはすべて、同じPWM調光入力に接続されています。昇圧チャネルの出力は50Vに調整されます。昇圧出力電圧を高くするとさらに高いPWM調光比が得られますが、高い電圧定格の電力部品が必要になり、効率が低下します。降圧モードLEDドライバの2つのチャネルは、50V入力から1A、35VのLED列2列に高い効率で電力を供給します。コンバータ全体の効率は87%です。

高いPWM調光比

前述したように、降圧および降圧モードのLEDドライバは、昇圧トポロジのドライバよりも高い帯域幅を提供します(降昇圧およびSEPICコンバータを含む)。このため、より高いPWM調光比が可能になります。昇圧トポロジでは、過渡時にインダクタ電流を増加するためにデューティ・サイクルが増加し、出力が受け取るエネルギが一時的に低くなりますが、降圧トポロジでは

図2に示すLT3797デュアル昇降圧LEDドライバは、35W（35V、1A）LED列2列に、車載入力から直接電力を供給します。120HzでPWM調光比は1000：1です。また、短絡保護と開放LEDの保護も備えています。PWM調光比を最大にし、PWMがオフのときに3つすべてのチャネルの制御ループのステートを固定するために、3本のPWM調光入力ピンはすべて、同じPWM調光入力に接続されています。

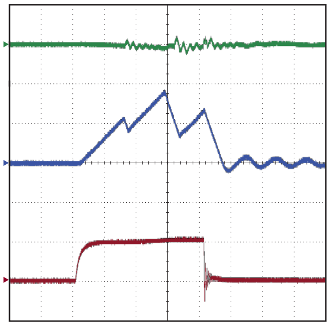


図4. デュアル昇降圧モードLEDドライバのPWM調光波形。120Hzで調光比1000：1

デューティ・サイクルの増加時に増加したエネルギを出力に継続して供給します。このため、昇圧とは異なり、降圧コンバータの制御ループを高い帯域幅で最適化できます。

さらに、PWM調光では、各サイクルの開始時に降圧レギュレータのインダクタ電流を、昇圧レギュレータで必要なほど増加する必要がありません。これは、インダクタ電流がLED電流以下のほぼ等しい値だからです。これにより、降圧コンバータは昇圧コンバータよりも、トランジェント応答とPWM調光比の両方の点で優れています。昇圧プリレギュレータが過渡時に出力電荷を失わない限り、昇降圧モード・コンバータは降圧コンバータに似た高い帯域幅をもつことができます。

LEDの短絡と開放の保護

図1および2に示すLT3797 LEDドライバは、短絡防止機能を備えています。高電位側のPMOS切断はPWM調光に使用されるだけでなく、LEDの+端子がグランドに短絡したときの短絡保護にも使用されます。独自の内部回路が高すぎる出力電流を監視し、そのチャネルの切断用PMOSをオフにして、フォルトを報告します。同様に、LED列が取り外されたり開放したりすると、ICはそのチャネルの最大出力電圧を制限してフォルトを報告します。

まとめ

LT3797は、入力2.5V～40V、最大出力100VのトリプルLEDドライバで、多くのトポロジで使用できます。PWM調光比として最高の1000：1またはそれ以上のPWM調光比を得るために、昇圧と降圧が必要な場合、1チャネルを昇圧プリレギュレータとして使用でき、他の2チャネルを降圧モードLEDドライバとして使用できます。短絡保護はすべてのトポロジで使用できるので、このICは多くのアプリケーションでLEDを駆動する堅牢で強力なソリューションです。■

高電圧高容量バッテリ・システム向けの低コストのisoSPI結合回路

Jon Munson

LTC6804バッテリ・スタック・モニタに組み込まれているisoSPI™機能は、LTC6820のisoSPI通信インタフェースと組み合わせることで、絶縁障壁を越える安全で信頼性の高い情報伝達を可能にします。isoSPIは特に、人体への危険を最小限に抑えるために完全な絶縁層分離を必要とする、直列セルから数百Vを取り出すエネルギ貯蔵システムで有益です。

isoSPIの代表的応用例（図1）のパルス・トランスは、絶縁層分離を備えており、配線の影響で発生する可能性のある同相干渉を排除します。isoSPI機能は、すぐに使用可能で低コストのイーサネットLAN用トランスで動作します。これらのトランスには通常、同相ライン・ノイズを改善する同相チョーク・セクション（図1）、一般的な100Ωライン終端抵抗、および同相デカップリング・コンデンサが含まれます。

イーサネットおよびゲート・ドライバのタイプを含む通常の信号トランスの巻線にはエナメル被覆線が使用されており、ピンホール大の絶縁欠陥がある場合があります。この欠陥は導線を大気に曝すので、認定されるそのようなトランスについて巻線間バイアスが本質的に制限されます。このようなユニットは製造過程で高電位（通常1.5kV）を使用して試験され（「高電位選別」と呼ばれる）、全体的な絶縁問題が特定されます。これは、60Vの長期間バイアスの安全設計マージンとして確立されています。これは、微小な腐食部分が巻線間に伝導路を形成するには60Vを超える電圧を必要とする傾向があるからです。

図1. 一般化したisoSPIポイント・ツー・ポイント・リンク

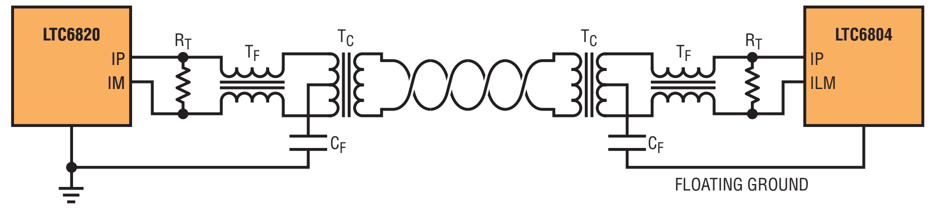
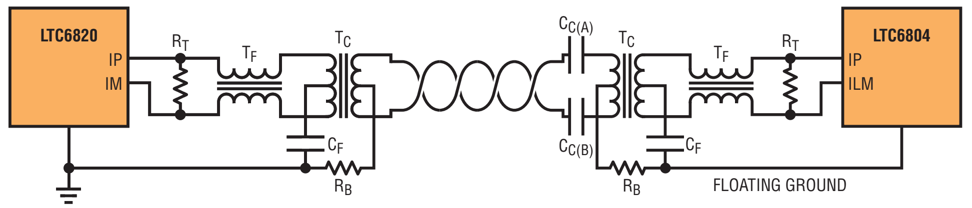


図2. 高電圧用のACカップリングisoSPIポイント・ツー・ポイント・リンク



問題：高電圧 = 高コスト

400V範囲のバッテリ・スタック電圧の場合、優れた設計方法は、強化（2倍）絶縁をもつトランス、および3750V以上の高電位試験を指定することです。このようなトランスを見つけることは小型部品と同様に困難です。クリープ（表面距離）とクリアランス（空間距離）の寸法が必要であり、比較的高コストです。isoSPIは、最大1kVのバッテリ・システムに適用されますが、このようなバッテリ・システムでは、安全な設計マージンを持つには5kVで高電位試験を行ったトランスが必要です。この段階で、絶縁部品が大型で高コストになったり、パルスの忠実度が低下したりすることがあります。

解決策：分割により問題を解決

強化絶縁トランスを使用する方法に置き換わる方法の1つは、追加の絶縁をカップリング・コンデンサに移動することにより、電磁部品のバイアス要件を切り離すことです。コンデンサ単体は一見して、総合的な絶縁オプションのように思われますが、トランスが備えている同相除去や耐衝撃絶縁の特性をもたないので、実際にはL-C手法が最適です。この方法では、コンデンサはDCバイアスの公称値まで充電し、トランスに過渡を処理させます。この場合、通常のユニットも適切に使用できます。

カップリング・コンデンサは、高い値をもつ抵抗によりバイアスされます。この抵抗は通常、図2に示すように、トランスのセンタータップ接続部に接続されます。さらに、バイアス抵抗のDC電流を監視する場合、絶縁破壊をフォルトとして検出可能です。抵抗には10MΩのような高い値が選択されるため、フォルト電流はトランスの良好な配線の定格範囲内にあり、人体への感電の危険が最小限に抑えられます。

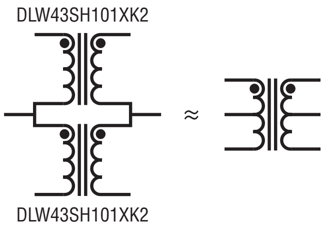


図3. 2つの同相チョークをセンタータップ付きのisoSPIトランスとして使用

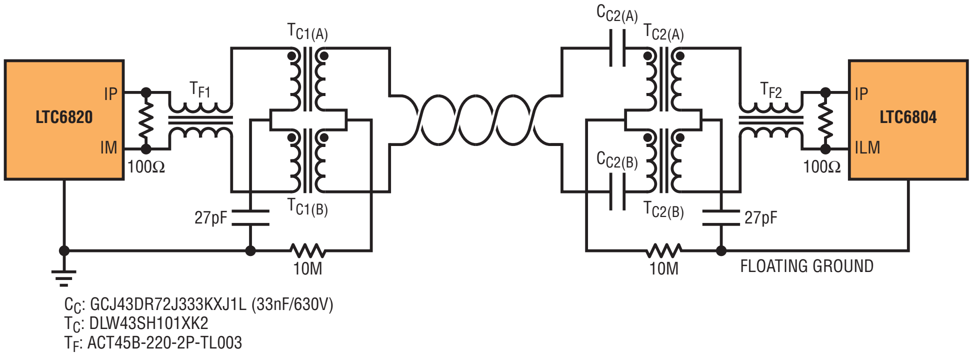


図4. 高電圧isoSPIポイント・ツー・ポイント・リンクの全体図

トランスの磁気設計から高電圧要件を取り除いたことにより、比較的低コストの多数のオプションを使用できます。その1つは単純に、認証済みイーサネット・トランスを適切に使用することです。もう1つの方法は、他のすぐに使用できる低プロファイルの磁性製品を使用して、部品の高さと重量を低減し、はんだ接続の疲労問題を減少することです。これらは、他の部品と同様に、表面実装自動組み立て方法で取り付けることができ、製造コストが低減されます。これらの機能をもつ優れた候補は、個別同相チョーク（CMC）というトランス構造で、通常はフィルタ要素として使用されています。このような部品は最大100μHで使用可能であり、車載システムでの使用が承認されているので、isoSPIの構成でも推奨されます。

適切なCMCは低コストです。これらのCMCは、チップサイズのフェライト上に機械巻の配線ペアを配置した形状として、短時間で簡単に製造できます。isoSPIの設計には、長いパルス波形を効果的に流すためにある程度高いインダクタンスが必要ですが、直列の巻線をもち200μHを発生するチョークを2つ使用して、適切なインダクタンスを達成できます。この設計の他の利点として、仮想センタータップ接続が形成されることがあります。この接続は、同相バイアスおよびデカップリング機能に有益です。

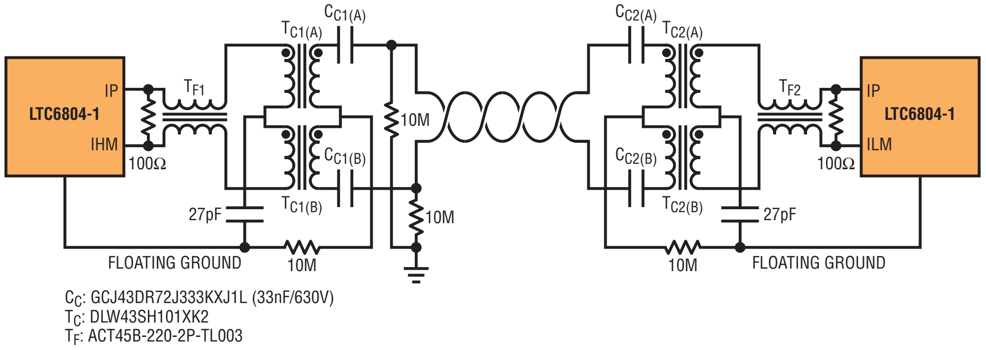
図3に、2つのCMCで実現される同等のトランス・モデルを示します。図示のチョークは1812 SMTの実装面積とバイファイラ巻き（製造時に配線をペアにする）をもつので、1次と2次が密接に一致します。これにより、漏れインダクタンスが最小になり、高周波数性能が維持されます。物理的に巻線が分離されているタイプは、過剰な漏れインダクタンスによりパルスの忠実度が低下します。図に示すユニットは、50V DC連続定格です。

設計図の完成

図4に、L-C手法を使用し、トランスとしてCMCを使用した全体の回路を示します。一般的なisoSPIのアプリケーションには、役に立つCMCフィルタ処理セクションが含まれているので（標準のLAN部品の場合に内蔵）、この回路にはその機能を保持するための推奨離散部品が含まれます。カップリング・コンデンサは高品質の10nF〜33nFの部品で、実装面積は1812です（定格630Vまたは1kV）。ここで、シャーシがグランド電位でLTC6820が動作していると仮定すると、ツイスト・ペアのバイアスは安全レベルです。

デイジー・チェーン接続されたLTC6804-1モジュール間のリンク内にある場合のように、ツイスト・ペアの両端がフロート電位である場合、図5に示すように、リンクの両端にコンデンサを使用し、各ラインに高い値の抵抗を接続して、ツイスト・ペア自体を接地電位にバイアスできます。この場合、コンデンサは直列なので、22nF以上を推奨します（33nF/630Vタイプを図示）。

図5. 絶縁配線をもつ高電圧のデイジー・チェーンisoSPIリンク



高電圧isoSPIシステムのコストへの影響を緩和するために、ACカップリング方法を使用して、磁気部品の2倍の絶縁要件を解消します。特殊トロイダル・トランスの磁気部品を低コストのボビン巻同相チョーク（CMC）部品に置き換えることで、コストをさらに削減できます。コンデンサとCMCは両方とも、比較的低プロファイルの表面実装チップ部品です。

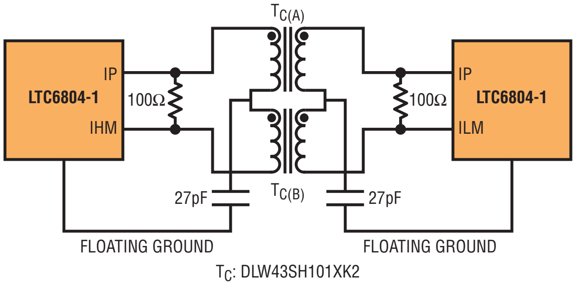


図6. 同一基板上の相互接続用デイジー・チェーンisoSPIリンク

同一基板上にデイジー・チェーン接続されたLTC6804-1の間にあるリンクでは、電位が通常50V未満なので、コンデンサのカップリングは不要です。通常は、トランス・セクションが1つのみ必要ですが（図6）、これは、通常は、ケーブルなしで流入するノイズが非常に小さいためです。

高電圧のレイアウト

プロント回路のレイアウトでは、メインの絶縁障壁、つまりコンデンサの両端に広い絶縁空間が必要です。図7に、良好な高電圧性能が得られる配置例を示します。青の領域はそれぞれ、フレーム・グランド（左側、ツイスト・ペア・コネクタ付き）とIC同相（右側）を表します。

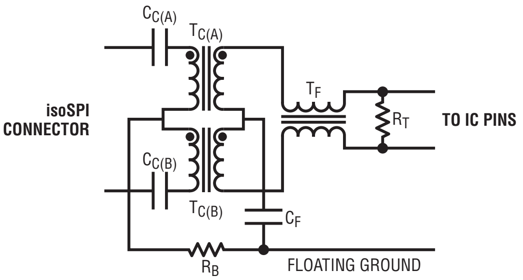
トランスはHVの過渡電位に耐える必要があるので、サイズが1206のバイアス抵抗を使用して、間隔も維持します。HFデカップリング・コンデンサとインピーダンス終端抵抗には、小型部品を使用できます（0602のサイズを図示）。

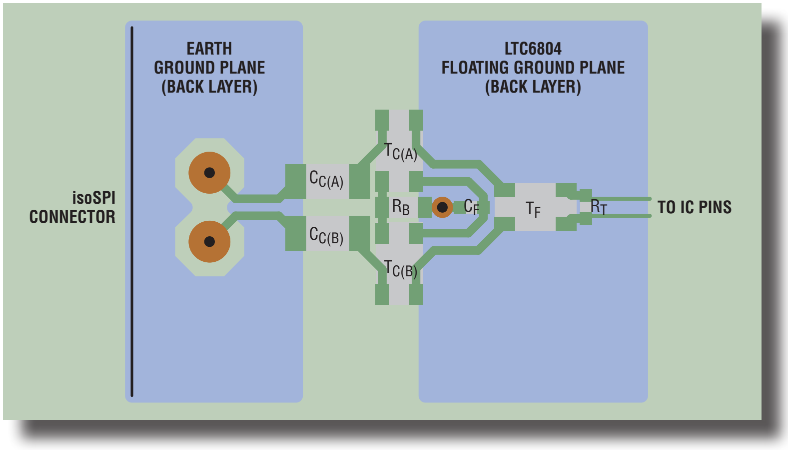
HV障壁の両端での漏れ電流を防止するもう1つの優れた方法は、HV部品（グランド間の「ギャップ」の上にある部品）の領域内で半田マスクの使用を少なくすることです。これにより、部品の下にある残留フラックスを効果的に洗浄でき、多孔性の半田マスク層に水分が残ることを防止します。

isoSPIバスに関する特別な検討事項

前述の各回路はポイント・ツー・ポイントのisoSPIリンクに適用されますが、高電圧ソリューションを提供する重要な事例の1つは、バス接続され、アドレス指定可能なLTC6804-2です。これは、図8に示すように、ツイスト・ペアのリンクが各「タップ」接続を通過しています。バスの

図7. isoSPIインタフェースでの高電圧性能を目的としたプリント回路レイアウトの提案





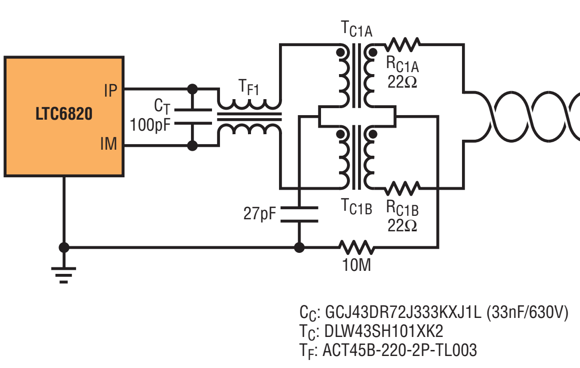
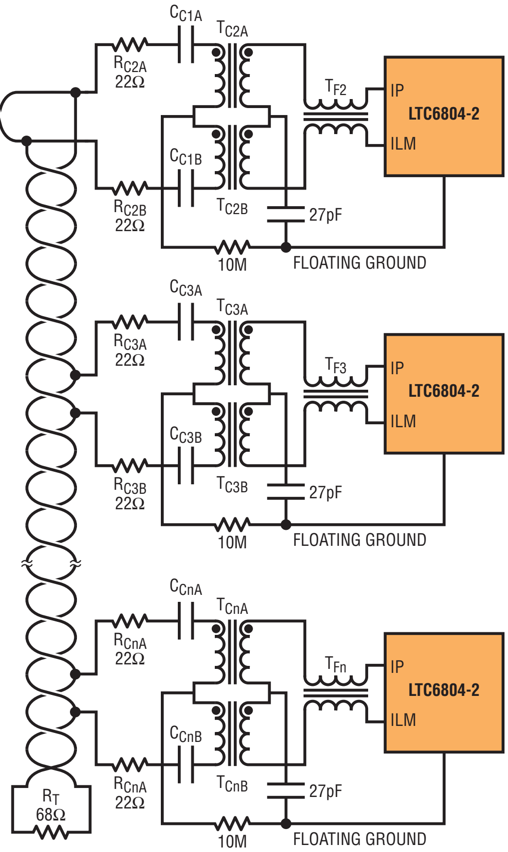



図8. エコー制御付き高電圧isoSPIバスの全体図

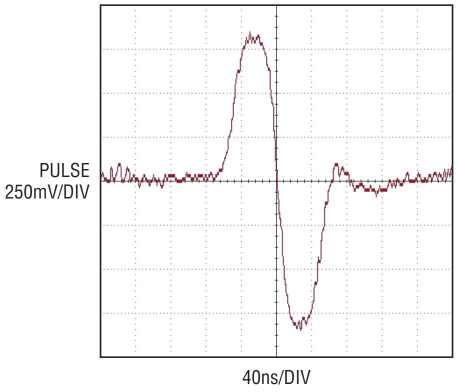


図9. isoSPIバスのアプリケーションでエコー制御用に修正したパルス形状

アプリケーションでは、各トランスに高電圧の要件を課しています。これは、同じツイスト・ペアの電位とフロートのセル・スタックの任意の電圧とのインタフェースをとる必要があるからです。

絶縁を追加するためにCMCとACカップリング・コンデンサを使用することは、前述の回路と同様ですが、ネットワーク内の物理的な位置とは無関係に、通信デバイスの反射強度を低減し、一貫した波形を提供するために、少し異なる結合回路を提案します。3つの異なる点があります。

- LTC6820の終端を100pFコンデンサ（C_T）に変更する。
- 遠い側の終端のみを通電バス（R_T）に適用し、68Ωに設定する（いずれのLTC6804-2でも終端なし）。
- 浮遊容量負荷をデカップリングするために、すべてのバス接続に22Ωのカップリング抵抗（R_C）を使用する。

これらを図8の回路に示します。繰り返しますが、この回路では、LTC6820が安全な接地電位で動作することを前提にしています。変更された波形は反射からの歪みを制御するために帯域が制限されているので、ICピンで受信するパルスは図9に示すように丸くなっています。しかし、isoSPIのパルス識別回路がこのフィルタ処理された形状に良好に機能し、16個すべてのアドレスをもつバスをサポートします。最適な動作を得るためには、システム内で発生する実際の損失に合わせて、パルス検出しきい値を下げる必要がある場合があります（しきい値を作動信号のピーク値の40%～50%に設定する）。

アドレスが5個以下のネットワークでは、反射は通常大きな問題ではないため、標準の抵抗をもつ終端を保持できます（図8のC_{TERM}とR_{TERM}の位置に100Ωの抵抗があり、R_Cを省略する）。

まとめ

高電圧isoSPIシステムのコストへの影響を緩和するために、ACカップリング方法を使用して、磁気部品の2倍の絶縁要件を解消します。特殊トロイダル・トランスの磁気部品を低コストのボビン巻同相チョーク（CMC）部品に置き換えることで、コストをさらに削減できます。コンデンサとCMCは両方とも、比較的低プロファイルの表面実装チップ部品であり、価格競争が激しく、信頼性の高い車載用に承認された部品が使用できます。ACカップリング用のバイアス抵抗は、システムの絶縁の保全性を監視する有効な手段です。■

理想ダイオードと200Vバスの組み合わせ

Mitchell Lee

ラック・マウント・システム内の個々のカードの消費電力が増加するにつれて、消費電流も必然的に増加します。バックプレーンが供給する電流では対応できない段階に到達しており、唯一の解決策はバス電圧を増加することです。一部の48Vシステムでもこの段階に到達しており、100Vを超えるバス電圧の使用につながっています。

LTC4359理想ダイオード・コントローラは、12V、28V、48Vのバッテリ、車載システム、電線からの電力で駆動するシステム、および太陽発電システムで逆流防止ダイオードおよびダイオードORとして使用されており、従来のダイオードよりも大幅に低い電力および低い電圧損失を達成しています。この理想ダイオード・コントローラの絶対最大定格100Vは、高電圧アプリケーションでの使用を除外しているように見えますが、単純なソース・フォロワ・クランプを追加することで、この制限を簡単に超えることができます。

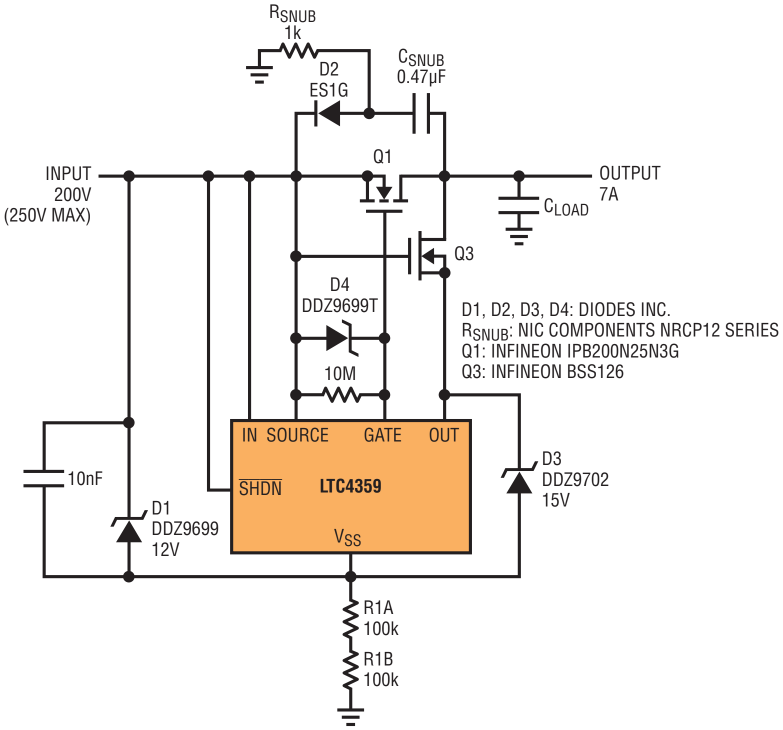
図1に、LTC4359を使用して実現した200V、7Aの理想ダイオードを示します。複数のバスをOR接続するには、これらの回路を2つ以上使用します。Q1はパス素子として機能します。負荷電流7Aで、Q1の損失は1Wです。この数値は従来の整流器の5〜10倍優れており、その結果基板面積が大幅に節約されます。LTC4359には、D1、R1A、およびR1Bで構成されるシャント・レギュレータから電量が供給されます。LTC4359の最大電源電流が200µAと低いことから、高い値の抵抗を使用することが可能になります。図に示すように、制御回路は50Vまでの低い入力で動作し、200V入力で約200mWを消費します。低電圧での動作が重要でない場合、R1AおよびR1Bを200kΩに増加して、制御回路全体の損失を100mWに下げることができます。これは、負荷7Aで動作するときの回路全体の損失の約10%です。

電力が最初に印加される時点で、Q1のボディ・ダイオードは電流を出力に流します。600Vのデプレッション・モード・デバイスQ3がオンになり、出力電圧をLTC4359のOUTピンに直接接続します。INおよびOUTのピンがQ1両端のV_{SD}を検出し、MOSFETの「フォワード」降下を30mVに保持しようとしてGATEピンを駆動します。この状態が約1.5Aまで維持され、その値を超えるとQ1がフルに駆動され、電圧降下がQ1の20mΩの$R_{DS(ON)}$指示されます。

V_{SD}が30mV未満の場合、例えば、出力が2番目のより高電圧の電源によりプルアップされるような場合は、LTC4359のGATEピンがMOSFETをオフにして、逆電流を防止します。入力電圧が降下して出力を大幅に下回った場合、Q3のソース・フォロワ動作がINピンの数ボルトの範囲内に保持することにより、

（31ページに続く）

図1. LTC4359をベースにした200Vバス用理想ダイオード



新製品の概要

クワッド、トリプル、デュアル、またはシングル出力として構成可能な16A μModule レギュレータでFPGA、ASIC、およびマイクロプロセッサに電力を供給

LTM4644クワッド出力降圧µModule®レギュレータは、シングル（16A）、デュアル（12Aと4A、または8Aと8A）、トリプル（8A、4A、4A）、またはクワッド（各4A）の出力レギュレータとして構成できます。この柔軟性により、システム設計者は、コンパクトなµModuleレギュレータ1つで、FPGA、ASIC、マイクロプロセッサ、その他の基板回路のさまざまな電圧および負荷電流の要件に対応できます。

DC/DCコントローラ、パワー・スイッチ、インダクタ、および補償部品が9mm×15mm×5.01mmのBGAパッケージに組み込まれています。8個の外部セラミック・コンデンサ（ケース・サイズが1206以下）および4個のフィードバック抵抗（ケース・サイズが0603）が、独立に調整可能な4つの0.6V～5.5V出力を発生します。個別の入力ピンにより、4V～14Vの異なる電源レールから4つのチャネルを駆動できます。周辺温度55°Cで、LTM4644は12V入力から1.5V出力で最大13A、または最大14A（200LFMの空気流）を供給します。デフォルト・スイッチング周波数1MHzと外部クロック同期の700kHz～1.3MHzのいずれの場合でも、4つのチャネルは位相を90°シフトして動作し、入力リップルを最小に抑えます。4Vを超える外部バイアス電源を追加することにより、LTM4644は2.375Vと低い入力電源電圧からレギュレーションを行うことができます。

堅牢なマルチポートIO-Linkマスタを実現するクワッドPHYインタフェース

LTC2874 IO-Linkマスタ ICは、4個のリモートIO-Linkデバイス（スレーブ）に電力と通信インタフェースを提供します。堅牢なインタフェースと充実した機能セットを備えたLTC2874は、過酷な産業環境でIO-Link（IEC61131-9）を実装する大型システムに理想的です。1個のマスタICで4個のスレーブを管理するので、LTC2874は基板スペースを節約し、複雑な設計とコストを低減する一方、信頼性を向上します。

LTC2874の独特な機能として、スレーブ起動用の自動ウェイクアップ・リクエスト（WURQ）の生成と、出力電源電流の上昇機能などがあります。WURQジェネレータは、自己タイマを使用して、正しい極性をもつウェイクアップ・パルスを生成し、マイクロコントローラへの負担を軽減します。安全機構がマルチポートを管理し、WURQを繰り返して、熱的過負荷を防止し、エラーのない通信を維持します。電流上昇パルス・ジェネレータは、IO-Link v1.1.1の仕様に追加された起動電流パルスの要件をフルに実装しています。

基板上のホット・スワップ・コントローラ、および電力インタフェース内の外部Nチャネル MOSFETが、起動時とフォルト状態での突入電流から接続デバイスを保護します。データ・ライン・インタフェースに組み込まれた±50Vのブロック・ダイオードが、フォルトや電圧の大きな変動から保護するので、LTC2874は最長20mのケーブルを駆動する過酷なPLC環境に非常に適しています。■

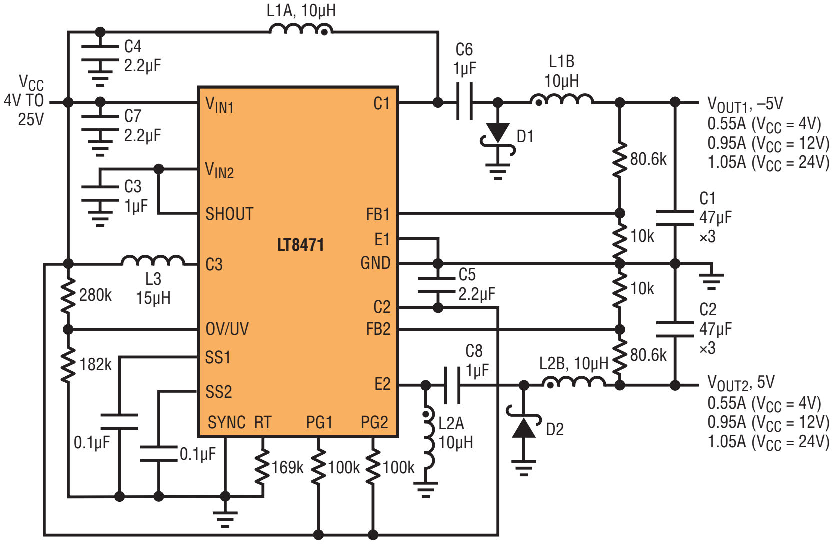
（(LTC4359) 30ページからの続き）

LTC4359のOUTピンを保護します。したがって、D1およびR1A/Bのフロート電源アーキテクチャによるサポートを受けたQ3により、100VのLTC4359が200Vで快適に動作可能になります。Q3のGATEピンを破損するおそれのある短い動的な状態から保護するために、D3が組み込まれています。

250V定格の部品Q1は、20mΩのオン抵抗が非常に優れているために選択されています。このデバイスのもう1つの特長は、有利なC_{GS}/C_{RSS}比です。これにより、ゲートの駆動要件が簡略になり、ホット・スワップ・イベント時の自己導通を防止します。Q1はトライオード内で動作するので、高電力アプリケーション向けに複数のデバイスと並列にすることができます。

整流スパイクは、単純なダイオード・リセット・スナバでクランプされます。Q1の定格は広めに320mJのアバランシェ・エネルギに設定されていますが、推奨ピークのアバランシェ電流はわずか47Aです。高電圧システムではこの値を容易に上回り、回路フォルトにより小型の寄生インダクタンスの両端に全電圧が印加されることがあります。整流スパイク・エネルギはQ1から分流されてCSNUBに蓄積され、その後RSNUBによりゆっくり.消費されます。

最大動作電圧はQ1により250Vに制限されます。Q3の定格は600Vです。Q1を適切な高電圧ユニットに置き換え、それに合わせてR1AおよびR1Bをスケーリングすると、最大600Vで動作が可能になります。■



C1, C2: 10V, X7R, 1210
C3, C4, C5, C7: 35V, X74, 1206
C6, C8: 50V, X7R, 1206
D1, D2: MICROSEMI UPS140
L1, L2: COOPER BUSSMANN DRQ74-100-R
L3: WÜRTH 744025 150

LT8471：500kHzのZETAおよび2Lの反転インバータが出力リップルの低い±5V出力を生成

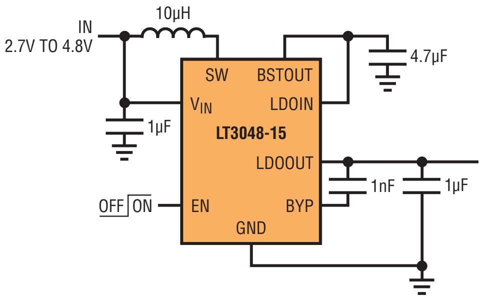
LT®8471はデュアルPWM DC/DCコンバータで、内部2A、50Vスイッチを2個、追加の500mAスイッチを1個備え、降圧と反転の変換を効率的に行います。2Aのチャネルはそれぞれ独立に、降圧、昇圧、SEPIC、フライバック、または反転のコンバータに構成できます。1つの入力レールから正負の出力を生成できるので、LT8471は多くのローカル電源設計に理想的です。

www.linear-tech.co.jp/solutions/4711

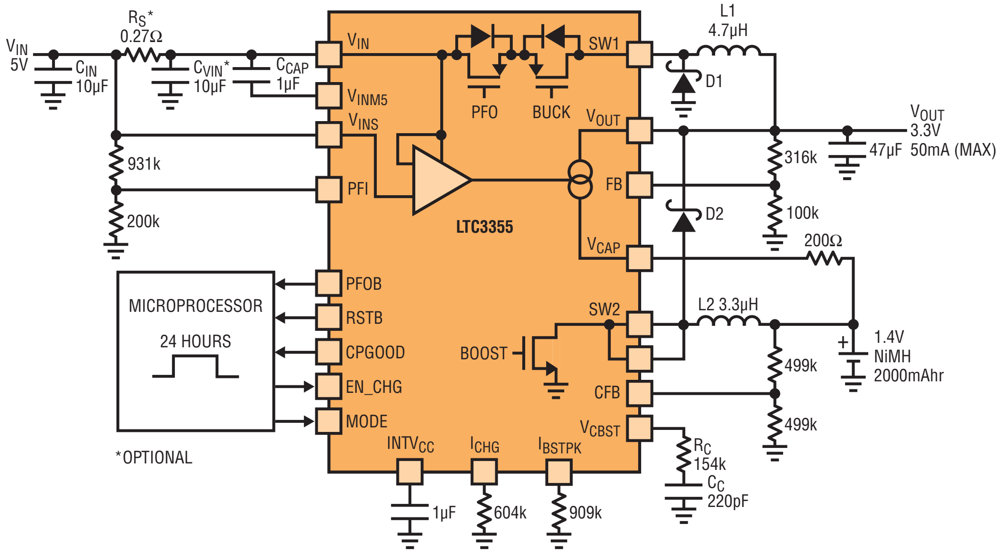
LT3048-15：2.7V～4.8VのV_{in}、15VのV_{out}、40mAの低ノイズ・バイアス・ジェネレータを2mm×2mmのDFNに構成

LT3048-15は、2.7V～4.8Vの入力電圧から低ノイズ、低リップルのバイアス電源を生成します。LT3048-15は昇圧レギュレータとリニア・レギュレータを備えています。昇圧レギュレータは電力をリニア・レギュレータに供給します。昇圧レギュレータの出力電圧はLDO出力より1.1V高い値に調整され、LDOのリップル除去とトランジェント応答を最適化します。固定周波数動作および電流モード制御により、非常に小型のインダクタを使用することができ、出力リップルは予測可能な低い値になります。LT3048-15のリニア・レギュレータは一定の15V出力を生成します。電源の優れたリップル除去と低ノイズ内部リファレンスの組み合わせにより、500µV_{P-P}の出力リップルおよびノイズよりも低い値になります。

www.linear-tech.co.jp/solutions/4547



V_{IN} (V)	I_{OUT} (mA)
2.7	19
3.3	22
3.6	24



LTC3355：NiMHトリクル・チャージャおよびライドスルー・バックアップ電源

LTC®3355は、入力電力中断に対応する総合ライドスルーDC/DCシステムです。この部品は負荷電流をV_{OUT}に供給しながらスーパーキャパシタを充電し、V_{IN}電力が失われたときにスーパーキャパシタのエネルギを使用してV_{OUT}にバックアップ電流を継続的に供給します。LTC3355は非同期定周波数電流モードのモノリシック1A降圧スイッチング・レギュレータを備え、最大20Vの入力電源から2.7V～5Vの安定化出力電圧を供給します。

www.linear-tech.co.jp/solutions/4814

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、リニアのロゴ、Burst Mode、Dust Networks、LTspice、およびµModuleはリニアテクノロジー社の登録商標です。isoSPI、Hot Swap、LDO+、および、Silent Switcherはリニアテクノロジー社の商標です。
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。　© 2014 Linear Technology Corporation

リニアテクノロジー株式会社

本　　社　〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6 紀尾井町パークビル8F
TEL. 03(5226)7291 FAX. 03(5226)0268
大 阪 支 社　〒550-0011 大阪市西区阿波座1-6-13 カーニープレイス本町10F
TEL. 06(6533)5880 FAX. 06(6543)2588
名古屋支社　〒460-0002 名古屋市中区丸の内3-20-22 桜通大津KTビル7F
TEL. 052(955)0056 FAX. 052(955)0058

www.linear-tech.co.jp