

# MAXIM Engineering Journal

Volume Twenty-One

アーティクル	マキシム社のアナログスイッチ及びマルチプレクサは低電圧、 低リーク電流及び高性能で業界をリード	3
--------	--	---

デザイン・ショーケース	PCのプリンタポートでデータロガーを制御	14
	DC-DCコントローラで安定化チャージポンプを駆動	16
	バッテリーの逆挿入及び過電流保護回路	18
	トリクル充電/急速充電表示付のバッテリー充電器	19
	負荷時に低電圧レギュレータのスタートアップを可能にするスイッチ	20

ニュープロダクト	<b>μP監視回路</b>		
	• リセット精度±1.5%のフル機能μP監視回路	(MAX807)	21
	<b>オペアンプ/コンパレータ</b>		
	• 8ピンオペアンプ/コンパレータ/リファレンスIC、 単一電源動作で消費電流僅か7μA	(MAX951 ~ 954)	21
	<b>高速オペアンプ</b>		
	• 消費電流僅か5mAの500MHz、電圧フィードバック ビデオオペアンプ	(MAX4100/4101)	21
	• 精度0.01°/0.01%の330MHzビデオクロスポイントIC	(MAX4111/4121/4221/4141)	22
	<b>アナログマルチプレクサ</b>		
	• 2.7Vで動作する16チャンネルマルチプレクサ	(MAX396/397)	22
	<b>電源管理IC</b>		
	• 5V、3.3V及び3V出力の5Aステップダウンコンバータ	(MAX787/788/789)	22
	• 5Vステップダウンレギュレータを16ピンSOPパッケージで提供	(MAX830 ~ 833)	23
	<b>インタフェースIC</b>		
	• ±15kVのESD保護機能付、クワッドRS-232ラインドライバ/レシーバ	(MAX1488E/1489E)	23
	• ±15kVのESD保護機能付、RS-485/RS-422トランシーバ	(MAX491E)	23

# マキシム社の アナログスイッチ及び マルチプレクサは 低電圧、低リーク電流及び 高性能で業界をリード

モノリシックのアナログスイッチ及びマルチプレクサは過去25年以上にわたってアナログ回路の基本素子として使用されてきました。ディスクリートのトランジスタ及びロジックレベルシフタによって構成された信号スイッチング回路の殆どが集積回路のスイッチによって置き換えられてきました。さらに、プロセス及び設計が改良されることで、ICスイッチの電源電圧、消費電力、オン抵抗、チャージインジェクション及びスイッチング時間も低減されてきました。

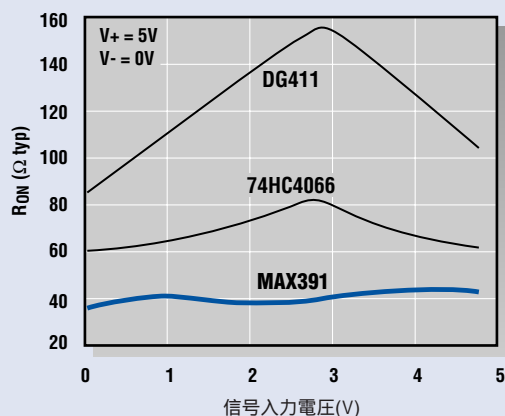
スイッチ及びマルチプレクサの構造は多年にわたって変更されていませんが、常に電源電圧の低減、精度の向上及びより厳格な仕様が要求されるため、メーカは少しでも性能を改善するために努力を続けてきました。最新のスイッチ及びマルチプレクサ製品の能力を理解するために、標準的なチップに集積されている部品について考えてみましょう。

## 回路ブロック

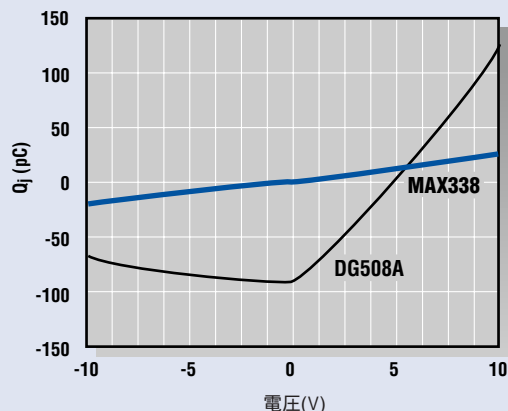
今日のアナログスイッチの殆どはスイッチング素子として、1組の金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)を用いています。バイポーラトランジスタとは異なり、MOSFETはドレインとソース間で双方向の電流を流すことができます。さらに、MOSFETは電圧制御されているため、バイポーラトランジスタでみられるような、ベースからエミッタへの電流による誤差を排除できます。MOSFETスイッチはオン抵抗はありますが、DCオフセットはありません。

スイッチングアプリケーションにおいては、エンハンスメントモードMOSFETの方が特性が良く、製造も容易なため、デプレッションタイプより適しています。エンハンスメントモードタイプは自己絶縁式で、しかもドレインとソース領域を単一の拡散工程で形成できます。全てのアクティブ領域が互いに、そしてサブストレートとの間で逆バイアスされているため、誘電絶縁やその他の特別な技法を用いることなく、同一サブストレート上の隣接するデバイス間を電気的に絶縁できます。MOSFETはゲートが絶縁されているため、DC制御電圧による信号チャネルへの影響を最小限に抑えることができます。

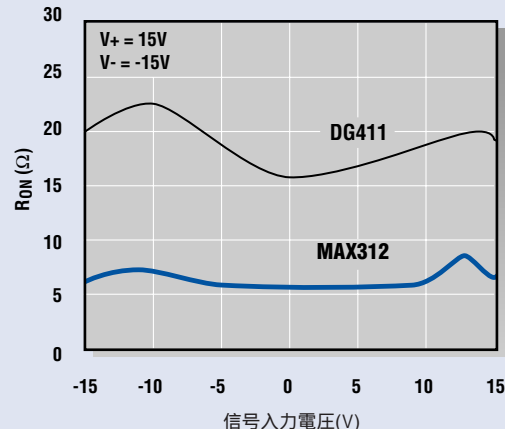
## 低電圧



## 低チャージインジェクション



## 高性能



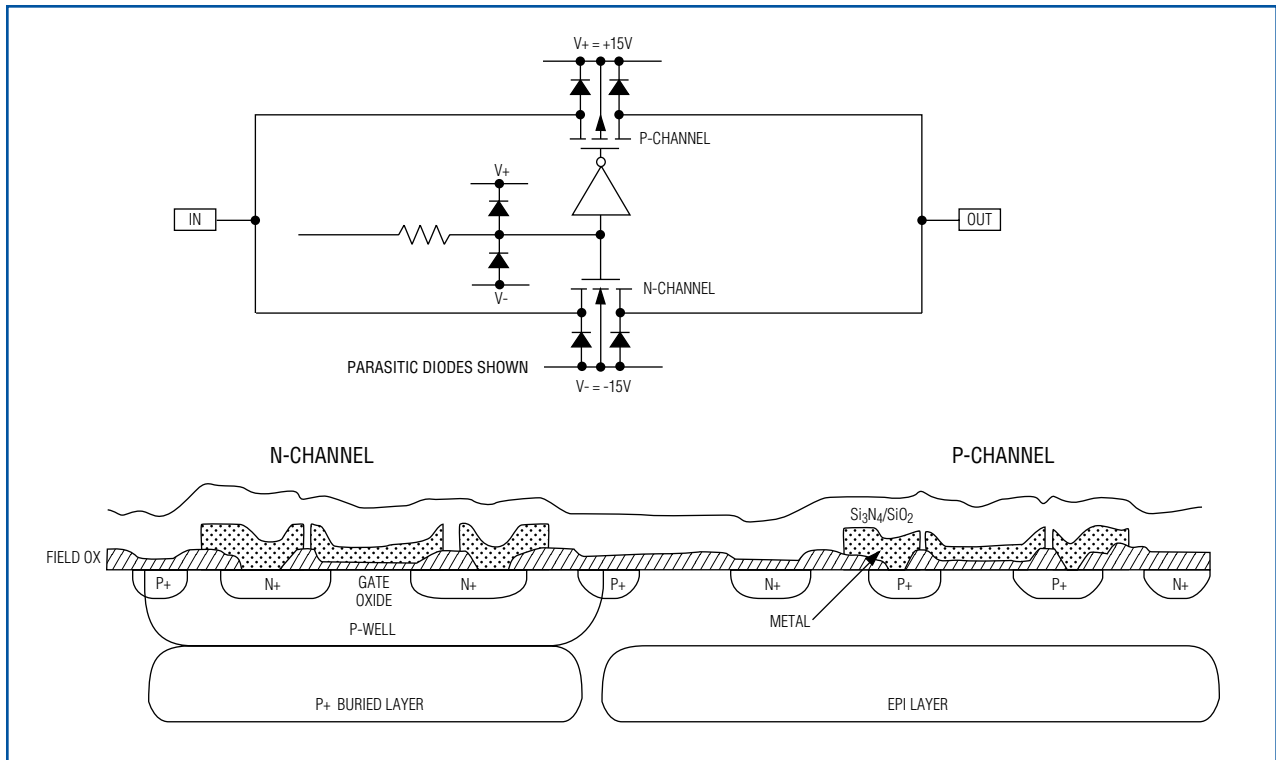


図1. ICトランスミッションゲートの2つのMOSFET断面図は、電源に接続されている寄生ダイオードを示しています。

単一のnチャネル又はpチャネルエンハンスメントモードのMOSFETは、アナログスイッチとして動作しますが、オン抵抗は信号電圧に依存してかなり変動します。この変動はnチャネルとpチャネルの素子を並列に接続することで大幅に低減でき、殆どのCMOSアナログスイッチではこの構成が採用されます。コンプリメンタリのゲート駆動信号が2つの素子を同時にオン/オフにします。図1にモノリシック構造におけるnチャネル及びpチャネル素子の断面図を示します。

フォルト保護スイッチングの必要性が生じたことで、パラレルFET構成にも大きな例外が生じました。nチャネル、pチャネル、そしてまたnチャネル素子を直列に接続することで、アナログ信号がどちらかの電源電圧に近付いたときに自動的にオフになるスイッチチャネルを実現することができます(「選択ガイド---フォルト保護」を参照)。

これらの主要なスイッチ構造を理解する鍵はオン抵抗特性にあります。いずれのタイプ(p又はn)の単独素子において、オン抵抗はゲート・ソースバイアスに強く依存します。しかし、これらの素子を並列に接続すると、大部分のアナログ信号範囲において比較的一定したオン抵抗を得ることができます(図2)。継続的にプロセス改良を

行うことで、ゲート・ソーススレッショルドは、メタルゲート技術の値(2.5V~5V)からシリコンゲート技術の値(約90mV)にまで低減されました。

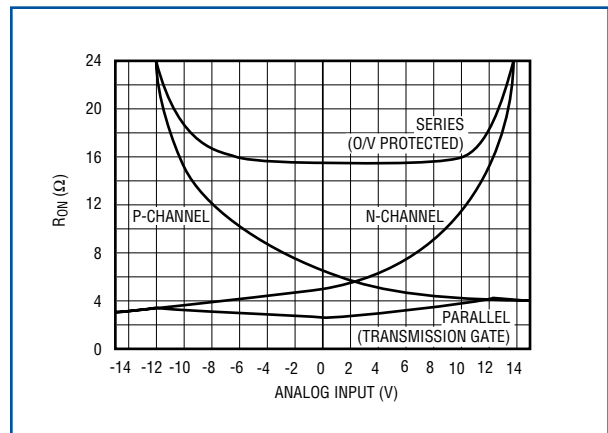


図2. nチャネル又はpチャネルMOSFET自体のオン抵抗は、 $V_{IN}$ 範囲の一端で非常に大きくなりますが、pとnを並列に接続した場合の合成抵抗は比較的平坦になります。過電圧保護スイッチの $R_{ON}$ は約6倍になりますが、これはスイッチング素子が、直列に接続したMOSFETを3つ持っているためです。

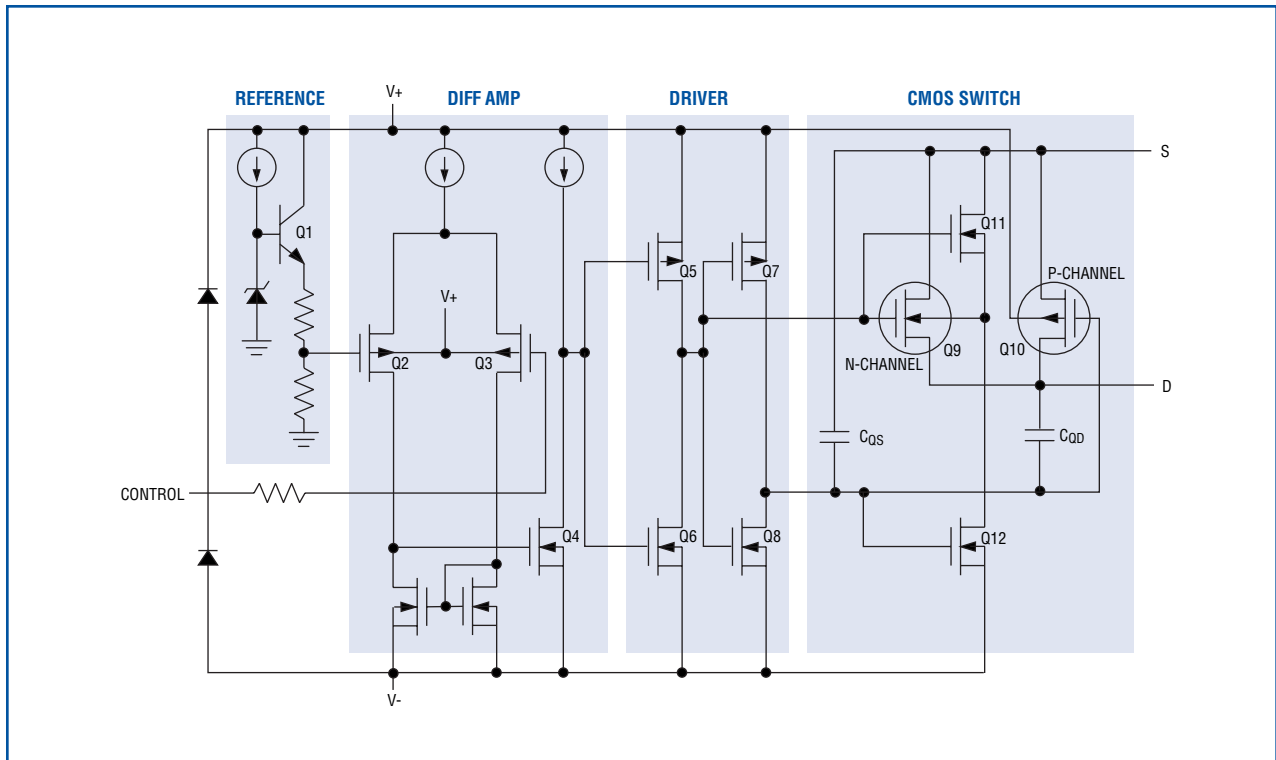


図3. このアナログスイッチのゲート駆動回路は、VINに入力された単一ロジックレベルからコンプリメンタリの±15Vの信号を作り出します。

レベルトランスレータ及びコンプリメンタリのゲート駆動信号を追加することで、ロジックレベルの入力でスイッチを制御できるようになります(図3)。この外部レベルがコンパレータQ2/Q3の片方の入力に印加されると、コンパレータのもう一方の入力に接続されているリファレンス電圧を基準に、内部ロジック状態(ハイ又はロー)が確立されます。すると、コンパレータの出力はコンプリメンタリの反転バッファ(Q5～Q8)を駆動し、スイッチングMOSFET Q9及びQ10のゲート容量を充電/放電するのに必要な位相及び電流利得は、これらのバッファによって提供されます。

スイッチをオンにするにはnチャンネルゲートを正電源に接続し、pチャンネルゲートを負電源に接続します。ソース接続部がアナログ信号範囲のどちらの端までスイングしても、FETの1個は常にオンです。このスイッチは電源に直接接続されたFETのボディとともに動作しますが、図に示すQ11とQ12を付け加えることでスイッチのリーク電流が低減され、オン抵抗の変調が小さくなるため、性能が向上します。

Q11及びQ12はnチャンネルスイッチングFETとして「ボディスナッチャー」を形成します。スイッチがオンの場合、Q11がQ9のボディをソースに接続し、ソースとボディ間の電圧を一定に保つことでチャンネルの変調を排除します。スイッチがオフの場合は、Q12がQ9の本体を負

電源に接続し、オフアイソレーション及びリーク電流を改善します。

ボディスナッチャー法にも問題はあります。Q11とQ12が一瞬でも同時にオンになった場合、瞬間的にスイッチソースが負電源に接続され、負のチャージインジェクションが発生し、オン/オフ時間が長くなります。このため、チップの設計はこれらのトランジスタが決して同時にオンにならないように工夫されています。

スイッチの状態が変化すると、Q5/Q6及びQ7/Q8のインバータがエッジの鋭いゲート駆動波形を生成し、それがQ9/Q10のゲート・ソース及びゲート・ドレイン容量を通してアナログ信号チャンネルに流れ込みます。これを補正しないと、チャージインジェクションスパイクによって下流の回路がオーバーロードし、セトリング時間が長くなり、しばしば見受けられるスピーカーでの不快な雑音が生じます。コンデンサCqs及びCqdが、ソース及びドレイン接続部でのこのチャージインジェクションを補償し、性能を改善します。

等価n及びpチャンネル素子のゲート・ソース容量が等しければ、Q9及びQ10のゲートで真にコンプリメンタリ波形を保証することで、チャージインジェクション効果をキャンセルできる可能性があります。しかしこれらの容量は等しくありません(nタイプの材質のコンダクタンスはpタイプの2.5～2.8倍あります)。従って、オン抵抗を

等しくするためには、pチャンネルのサイズ及びゲート・ソース容量をnチャンネル素子の2.5~2.8倍にしなければなりません。

これにより、Q9及びQ10の間のジオメトリのバランスを補償するためにコンデンサ $C_{QS}$ 及び $C_{QD}$ を使用します。各コンデンサとも、ソース及びドレイン端子でのチャージインжекションを最小限に抑えるために、特定の信号電圧(デュアル電源回路では通常0V)用にマスクレベルでトリミングされ、バイナリの重みが付けられたアレイです。ここで難しいのは、ゲート・ソース及びゲート・ドレイン容量(逆バイアスのダイオード接合部によって発生)が信号電圧に依存して変動するという事です。このため、追加ダイオード又はダミースイッチでさらに動的な補償を施す必要があります。

### オンスイッチ(静的)モデリング

アナログスイッチ及びマルチプレクサの設計を成功させるためには、スイッチの基本構造における寄生及び非理想的な特性について理解することが必要です。システムへの静的及び動的影響は、スイッチのオン及びオフ状態のモデルから調べることができます。静的(定常状態)な影響としてはオン及びオフ容量、電圧スイングの制限、リーク電流、伝達損失、帯域幅及びクロストーク等があります。動的な影響としてはオン及びオフスイッチング時間、セトリング時間及び伝播遅延等があります。

図3のスイッチの定常オン状態のモデルを図4aに、より簡略化されたモデルを図4bに示します。まず、電源の制限によってアナログ信号範囲が決定されます。信号が電源電圧範囲から外れた場合、それに伴い寄生ダイオードが導通し、サブストレートに電流を流し込み、著しい出力歪みや隣接するスイッチへのリーク電流の増加等の問題をもたらします。

寄生ダイオード電流があるレベルに達すると、ICがラッチアップして自己破壊する恐れがあるため、供給電流が絶対最大定格を超えないよう制限する必要があります。一方、アプリケーションで大信号が予想される場合は、前述の直列FETタイプのフォルト保護構造等により、過電圧条件での電流を阻止することができます。

アナログスイッチ又はマルチプレクサでは望ましくないリーク電流が見受けられますが、この大部分もここで問題になっている寄生ダイオードが原因です。完璧なスイッチではこれらのダイオードはマッチングされています。つまり、逆電圧同士が等しければ、ソース及びドレイン端子から流出及び流入するリーク電流は正味ゼロになるはずですが。実際のリーク電流はもちろんなマッチングされていないため、各々のケースについての正味の差電流をデータシートに記載する必要があります(「選択ガイド---低リーク電流」を参照)。

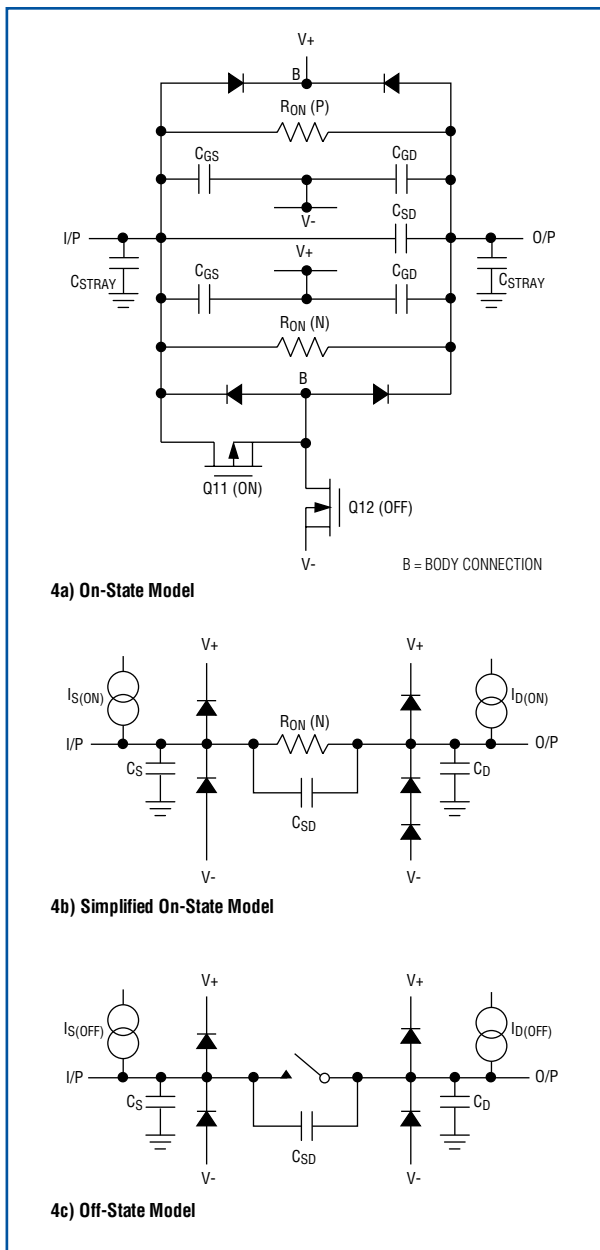
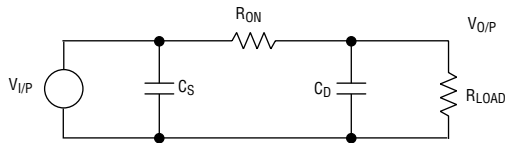


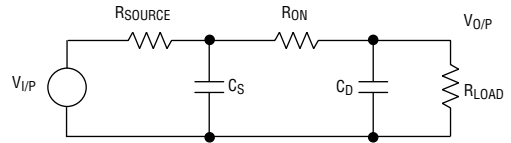
図4. これらの集中パラメータモデルを用いることでアナログスイッチの静的及び動的動作を評価することができます。

製造中のリーク電流のテストを簡易化するために、メーカーではドレイン端子でのオン状態の総リーク電流を測定します。この電流はオン抵抗を通り、オフセット電圧誤差を生じさせるため、信号ソースのインピーダンスが高い場合はスイッチのリーク電流を低くする必要があります。

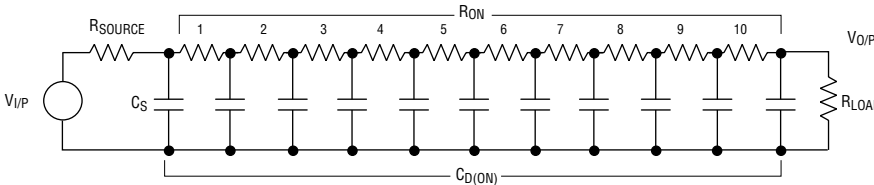
さらに、アナログ信号は寄生ダイオードの両端の逆バイアスを変化させることで、このリーク電流を変調します。ワーストケースの測定値を得るために、データシートに記載されているリーク電流の仕様は、電源電圧の近くに



5a) Simple Model, Zero Source Impedance



5b) Simple Model, Non-Zero Source Impedance



5c) Distributed Parameter Model

C<sub>S</sub> = SOURCE CAPACITANCE  
C<sub>D</sub> = DRAIN CAPACITANCE, CHANNEL ON

図5. (a)はスイッチ帯域幅のシンプルモデルで、(b)はこれにソースインピーダンスを追加してより正確にしたもの、(c)はR<sub>ON</sub>とC<sub>D</sub>の分散状態を各部分のカスケード接続として表し、さらに正確にしたものです。

信号電圧が存在した場合で、ダイオードは逆バイアスで最大のアンバランス状態になります。

小信号低周波の条件では、入力から出力への伝送損失(L<sub>TRANS</sub>、dB単位)をオン抵抗と出力負荷抵抗R<sub>L</sub>の関数として次式で定義することができます。

$$L_{\text{TRANS}} = 20 \log [R_L / (R_L + R_{\text{ON}})].$$

R<sub>ON</sub>は絶対温度に比例しますので、L<sub>TRANS</sub>も温度の関数になります。小信号とはオン抵抗の変調がない程度に小さな信号(100mV以下)として定義されます。スイッチのダイナミックレンジ一杯に広がるものを最大とした大きな信号では、アナログ信号スイングによってオン抵抗が変化し、歪み誤差(D、%単位)が生じます。

$$D = 100 \Delta R_{\text{ON}} / R_L.$$

従って、電圧モード動作で歪みを最小にするためには、R<sub>ON</sub>を最小にし、R<sub>L</sub>を最大にする必要があります。これを達成するには最近の製品の仕様が参考になります。例えば、MAX3xxのスイッチ及びマルチプレクサでは、初めて静的オン抵抗だけでなく、チャンネル間マッチングの仕様、そして信号スイング対動的変動の仕様が別に与えられています(「選択ガイド---低オン抵抗」)。

殆どのアプリケーションの場合は、オン抵抗は“低ければ低い程良い”とされています。標準部品から低オン抵抗スイッチを作る優れた方法として、単一のICの中でスイッチ部を並列に並べる方法があります。同じチップ上のスイッチを使用することで、ロジック伝播遅延特性のマッチングがよくなります。例えば、MAX351(高精度クワッドSPSTスイッチ)を並列に接続した場合のオン抵抗は5.5 (typ)、11.25 (max)となりますが、この場合のR<sub>ON</sub>は僅か1.25 (max)です。並列接続は、信号電流を

増やし、歪み及び伝送損失を小さくしますが、リーク電流とチャージインジェクションを大きくします。

オン抵抗によって影響されるもう一つのパラメータはf<sub>-3dB</sub>帯域幅です。スイッチが純粋な電圧ソースで駆動されている場合はR<sub>ON</sub>及びC<sub>DRAIN</sub>のみが帯域幅の決定要因となります(図5a)。そうでない場合は、非ゼロのソースインピーダンスを考慮する必要があります(図5b)。

$$f_{-3\text{db}} = 2 \frac{R_A - R_{\text{LOAD}}}{R_A + R_{\text{ON}}},$$

式中、R<sub>A</sub> = (R<sub>SOURCE</sub> + R<sub>ON</sub>)。

オン抵抗及びドレインのオン容量は集中パラメータではありません。どちらもスイッチングFETのチャンネルに沿って分配されています。実際の帯域幅を計算するとき、これらの量は複数の部分に分けた方がより正確なモデルになります(図5c)。このモデルはオンチャンネルでの信号の伝播遅延を計算しなければならないパルスアプリケーション及び500kHz以上の周波数に適しています。

## オフスイッチ(静的)モデリング

オフ状態で重要なのはオフアイソレーションとリーク電流です。これ以外に、信号電圧リミット、電源レベル及び許容範囲、入出力ロジックレベルのパラメータが必要です。スイッチ内のオフアイソレーションの概算は、伝送損失の式及び適切なスイッチモデルから得られます(図4c)。まず、式の中にドレイン・ソース容量(C<sub>SD</sub>)によるインピーダンス効果を含めます。アイソレーションは素子の特性だけでなく外部レイアウトにも影響されるため、可能な限り実際値を回路で測定してください。

オフ状態のリーク電流もオン状態の場合と同様に、スイッチングMOSFETの寄生ダイオードから生じます。このリーク電流はオフチャンネルに印加されるアナログ信号によって変調され、アナログ信号は電源によって制限されます(これもオンチャンネル同様)。電源電圧を超える信号電圧が印加されるとサブストレートに電流が流入し、電流の極性及び大小に依存する様々な問題が生じます。

最大電源電圧はチップの半導体プロセスによって決まり、最小値はプロセス及びスイッチングFETが必要とする内部ゲート・ソース間スレッショルドによって決まります。従って標準製品のDG4xx及びDG5xxのマルチプレクサファミリ及びDG2xx、DG3xx及びDG4xxのアナログスイッチファミリの電源電圧は、 $\pm 4.5V \sim \pm 22V$ になります。これらの製品の単一電源電圧のリミットは30Vです。マキシム社のMAX38x及びMAX39x等の低電圧、低RONファミリでは、デュアル電源で $\pm 2.7V \sim \pm 8V$ 、単一電源で2.7V~16Vとなっています(「選択ガイド---低電圧」を参照してください)。

消費電流はデータシートに記載されていますが、アナログスイッチ自体は電流を消費しません。n及びpチャンネルMOSFETを並列に接続した構成となっているため、スイッチは受動素子で、電源から電流を全く引き出しません。しかし印加されたロジックレベルを並列MOSFETが必要とするゲート駆動信号に変換するデジタルインタフェースによって電流が消費されます。この電流は印加された電圧レベルに依存して変化し、レベルトランスレータがリニアモードで動作しているときにピークに達します。残念ながら、このモードはTTLレベルが0.8Vと2.4V付近になった時に発生し(図6)、消費電流は最悪になります。ロジック電圧が電源電圧範囲でスイングした場合(例えばロジックとアナログの電源電圧が等しい場合)、消費電流はほぼリーク電流のレベル(1 $\mu A$ 以下)まで減少します。

ロジックドライバQ7/Q8及びQ5/Q6が飽和すると、Q9及びQ10のゲート・チャンネル間容量を通じて電源電圧からアナログチャンネルへの低インピーダンス経路が形成されます。従って、各電源端子にデカップリングネットワークを取り付けない限り、電源電圧とチャンネルの間で高周波ノイズのカップリングが起こることがあります。10 $\mu F$ と0.1 $\mu F$ の並列コンデンサでシャントされた100を直列に接続することで十分デカップリングできます。

殆どのアナログスイッチICは、各スイッチ毎にアドレスラインを持っています。スイッチの数が多く、これが事実上困難な場合は、チップ上でアドレスをデコードすることになります。IC上のスイッチ数が4つを超える場合の制御方法としては、ピン数が少なくても済み、個々の制御が可能なシリアルインタフェースが最適です。

例えば、MAX335は24ピンパッケージに入った8スイッチのアレイですが、シリアル制御の柔軟性を表す好例となっ

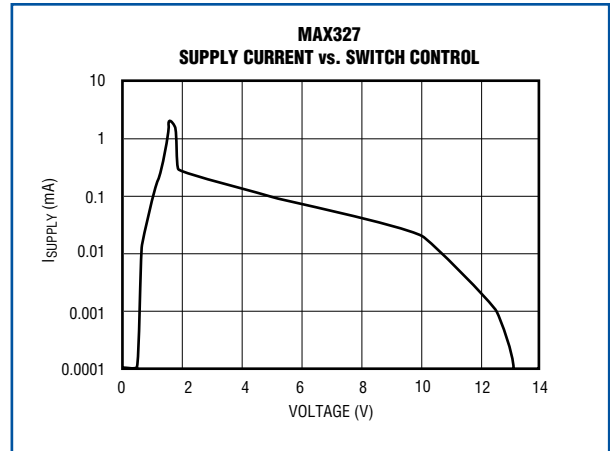


図6. アナログスイッチのVIN制御入力の入力電流は、0.8V及び2.4VのTTLレベルの近くでピークに達します。

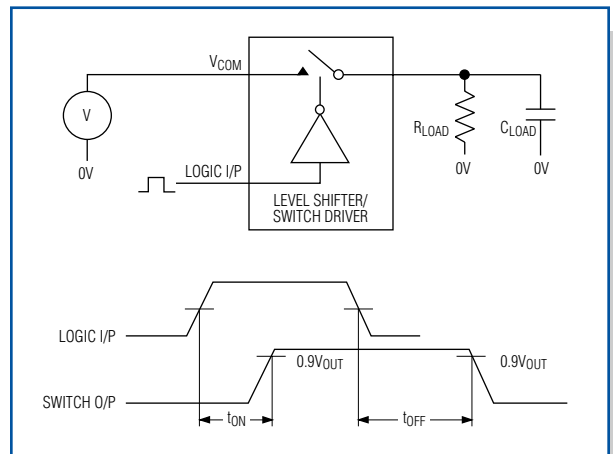


図7. 内部伝播遅延及び出力時定数がアナログスイッチのオン/オフ時間を決定します。

ています。一部のこうしたチップは、オプションとしてトランスペアレント動作が可能なデジタルラッチを備えています。これはアクティブなデジタルバスからアナログチャンネルへのクロストークを発生させる恐れがあります。その場合は、外部ラッチを追加して物理的にバスをスイッチから分離する必要があるかもしれません。

### 動的スイッチング効果

ここまではアナログスイッチの電氣的モデルを示し、それをスイッチの静的状態(オン又はオフ)の仕様と関連付けてきました。次に、動的動作、すなわち状態変化に伴うスイッチ現象に係る仕様について考察します。

スイッチング時間とは例えば、レベルシフタでの伝播遅延時間と、負荷電圧が予め決められたレベルまで立上がる(あるいは立下がる)のに要する時間の和です(図7)。

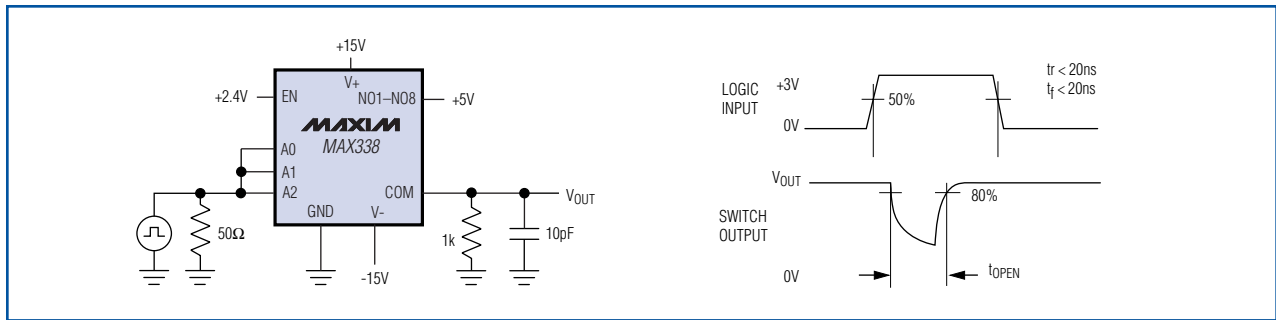


図8. このテスト構成はブレイク・ピフォ・メイク間隔の測定を可能にします。

伝播遅延とは一般的に、ロジック遷移 ( $V_{IN}$ ) 50%の時点から出力電圧遷移90%の時点までの時間として定義されます。

立上がり及び立下がり時間はデータシートに記載されている負荷条件から計算します。測定結果が、主に負荷でなくテストされている素子の特性を反映させるため、メーカは高速時定数の負荷を指定しています。

$$t_{ON}(\text{スイッチのみ}) = t_{ON}(\text{データシートから}) - t_{RISE}(\text{load}),$$

式中、 $t_{RISE}(\text{load}) = (R_{ON} || R_{LOAD})C_{LOAD}[-1n(\% \text{誤差}/100)]$ であり、パーセント誤差はデータシート記載の最終値に対する百分率として表されています。最終値(標準レベル)の90%であればパーセント誤差は10%です。従って、 $t_{RISE}(\text{load}) = (R_{ON} || R_{LOAD})C_{LOAD}[-1n(0.1)] = 2.3(R_{ON} || R_{LOAD})C_{LOAD}$ となります。スイッチオフ時間についても同様です。

$$t_{OFF}(\text{スイッチのみ}) = t_{OFF}(\text{データシートから}) - t_{FALL}(\text{load})$$

式中、 $t_{FALL}(\text{load}) = R_{LOAD}C_{LOAD}[-1n(\% \text{誤差}/100)]$ です。この場合、立下がり時間の仕様は最終値の10%であるために、パーセント誤差はやはり10%となります。従って、 $t_{FALL}(\text{load}) = R_{LOAD}C_{LOAD}[-1n(0.1)] = 2.3R_{LOAD}C_{LOAD}$ となります。

複数のスイッチが存在する場合は、ブレイク・ピフォ・メイク(BBM: 接続前に切断)間隔が設けられているため、2つの入力同士が短絡することはありません。例えば、MAX338は10nsの最小BBM間隔が保証されている8チャネルマルチプレクサです(図8)。

動的仕様の中で最も測定が難しいのはセトリング時間です。セトリング時間はオンからオフあるいはオフからオンへの変化に対応し、 $V_{OUT}$ が最終値から規定の誤差バンド以内までセトリングするのに要する時間として定義されていますが、これはスイッチのオン抵抗だけでなく外部ソース及び負荷のインピーダンスにも依存します。

適切なスイッチモデル(図9)を用いることでセトリング時間を計算することができます。アドレス入力のクロック

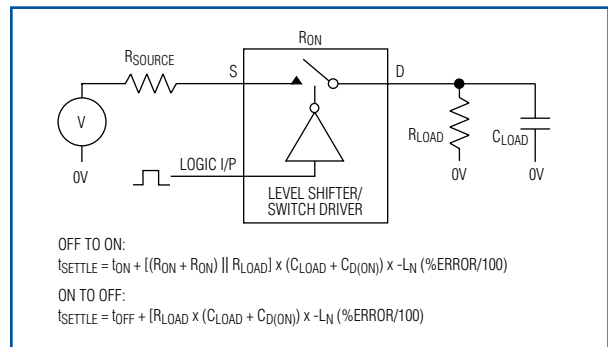


図9. このシンプルな回路モデルによってセトリング時間を正確に計算できます。

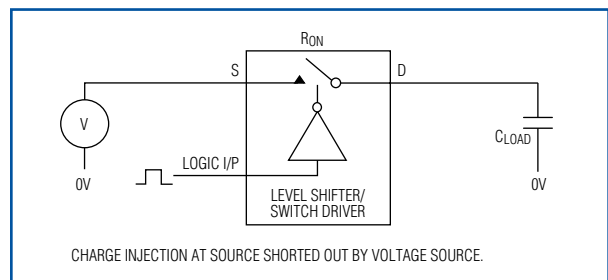


図10. 信号源抵抗が小さいと、スイッチングMOSFETのソースで発生するチャージインジェクションの影響を無くします。

レートが低いとき、このモデルは約16ビットまで有効です。これはダイ上の熱効果に起因するセトリング時間の乱れと同程度のデジタル分解能です。(このような計算では通常ソース抵抗は無視します。)

他の動的仕様をサポートする必要上、 $V_{IN}$ でのデジタル遷移は高速である必要があります。その結果生じる電圧エッジが、素子の容量を通りアナログチャンネルに小さな電荷を注入し、これが原因で出力にステップ状の誤差電圧が生じます。

$$V_{STEP} = Q / C_{LOAD}.$$



チャージインジェクション(Q)がピコクーロン単位でC<sub>LOAD</sub>がナノファラッド単位の場合、V<sub>STEP</sub>はミリボルト単位になります。入力と出力には同程度の電荷が注入されます。しかし、図10の試験回路ではソース抵抗が低くてチャージインジェクションによる電圧誤差は殆ど発生しません。出力チャージインジェクションによる電圧誤差はセトリング時間を増大させます。この影響は、チャージインジェクションステップの減衰によってV<sub>OUT</sub>が誤差バンド以内にセトリングできると考えれば、上述の場合と同様に計算できます。チャージインジェクションの影響を最小限に抑えるために、マキシム社のICの多くはロジック入力で最大20nsの立上がり/立下がり時間を必要とします。

## アプリケーション

ソリッドステートスイッチ及びマルチプレクサはデータ収集や低周波数信号処理等の自明なアプリケーション以外にも多様な用途を持っています。例えば、スイッチング及びアイソレーションの必要条件が満たされれば、1MHz以上のRF信号を扱うことができます。アナログスイッチは消費電力が小さく、ロジックインタフェースがシンプルであるという利点を持っています。性能はスイッチング素子内の信号電流に依存しますが、この電流は通常数ミリアンペアに制限されています(伝送損失を低減するため)。

例えば、2つの単一電源SPDTスイッチを用いることで455kHzのIF信号用の帯域幅フィルタセクタを実現することができます(図11)。これらのアナログスイッチは低オン抵抗、セクション間のマッチング、1MHzでのクロストークが85dBといった特性を持ち、ポータブルなバッテリー駆動機器における1MHz以下のRFスイッチングに最適です。

10MHz以上の周波数においても優れたクロストーク特性が必要な場合は、バッファ付Tスイッチによる接続(図12)を検討してください。このIC(MAX383)は単一電源あるいはデュアル電源のTスイッチとして接続でき、低オン抵抗(40 typ)及び優れたオフアイソレーション(10MHzで-80dB)性能を發揮します。出力バッファを追加することで歪みと伝送損失を低減することができますが、動作周波数が大きくなるにつれ、アナログスイッチではクロストーク及びアイソレーションがやがて不適切になります。

一方、アナログスイッチはレベルシフト機能を備えているため、RF信号のスイッチングが可能です(図13)。印加された5Vのロジック信号がスイッチ部によって±15Vにシフトされ、これによって2つのダイオードがバイアス/逆バイアスされ、RFスイッチがオン/オフされます。ダイオードの電流レベルはダイオードの種類(シリコンあるいはPIN)及び伝送損失と相互変調歪みの最大仕様値に依存します。殆どのアナログスイッチは、約20mAの

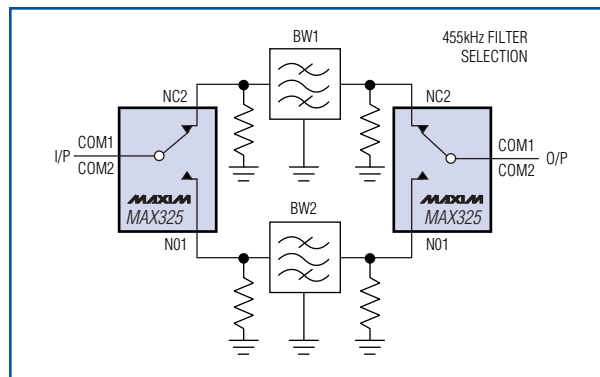


図11. これらの単一電源SPDTスイッチは1MHzまでの周波数が可能です。

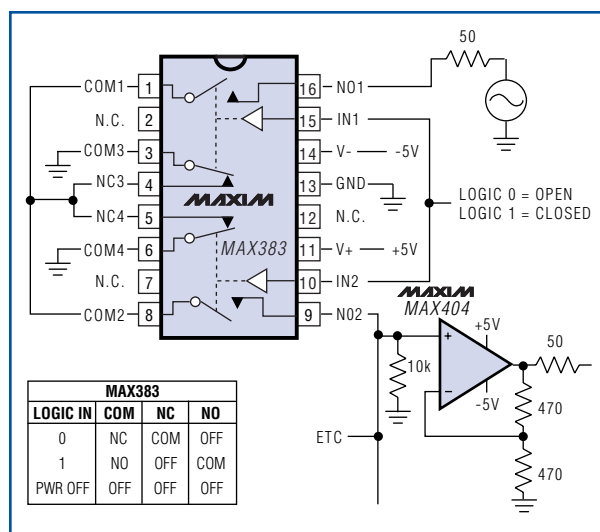


図12. このアプリケーションのバッファ付Tスイッチは10MHz以上でも高性能を發揮します。

電流位までは絶対最大リミットに達することなく流すことができます。

RFスイッチをオフにするためには、SPDTスイッチによりダイオードを-15Vに接続します。ダイオードの最大逆電圧定格によりますが、この構成はオフ状態での高性能と最小容量を保証します。必要であれば、クワッドSPSTであるMAX333Aの2つのセクションを並列接続して、ダイオードに流れる電流を2倍にすることもできます。

また別のタイプの電流制御スイッチでは、スイッチング素子は並列に接続されたnpn及びpnpバイポーラトランジスタによって構成されています(図14)。出力は(オン状態で)電流ソースのような役割を果たす2つのコレクタの接合部で、これによって設計者は利得と出力抵抗の値を独立して選択することができます。必要な逆終端抵抗は出力抵抗によって決まり、殆どのアプリケーションにおいて、この2つの抵抗はスイッチを通じた順方向利得が1

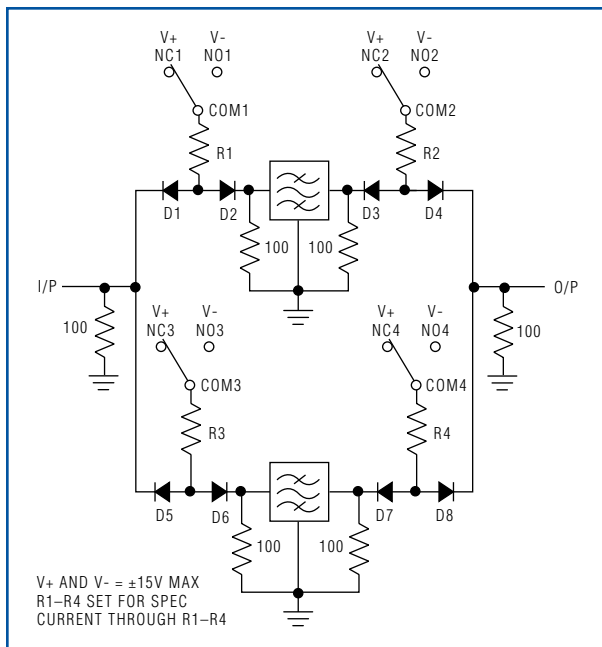


図13. このクワッドSPDTアナログスイッチ(MAX333A)は電流制御された4つのRFスイッチを作るために用いられています。

になるように選択されます。D1及びD2は、ベース・エミッタ接合部をオフ状態での過剰な逆電圧から保護します。

アナログスイッチはまた、クリスタル制御されたオシレータのクリスタルを選択するために使用することもできます(図15)。先程と同様に、アナログスイッチはダイオードに順バイアス/逆バイアスを印加し、そのダイオードが今度はクリスタルの選択/非選択を決定します。デュアルSPDTスイッチのMAX383は、±8Vまでの電源電圧をスイッチングすることができます。±18Vまでの高電圧用にはクワッドSPDTスイッチのMAX411をご使用ください。

## 信号処理

ICスイッチ及びマルチプレクサは利得、周波数、位相、又は電圧レベルをディスクリートで選択する回路に適しています。例えば利得制御回路では直列(図16a)又はシャント(図16b)スイッチングのいずれも採用できます。どちらの方法にも利点はあります。

直列スイッチングでは信号が反転されず、利得はスイッチのオン抵抗に依存しません。利得は $(1 + R1/R2)$ です。ここで $R1 + R2$ の合計値は一定ですが、 $R1$ と $R2$ の相対値はどのスイッチが閉じているかに依存します。CSTRAY及び $R1$ 、 $R2$ に起因するパスバンドゼロを最小限にするために、この合計は低く抑えてください。低出力容量の低リーク電流スイッチでこの影響を小さくすることもできます。閉ループ状態を避けるためにブレーク・ピフォ・メイクのタイミングになるよう確認してください。注)MAX306のような16チャンネルマルチプレクサを用いた場合は、16の利得レベルを選択できます。

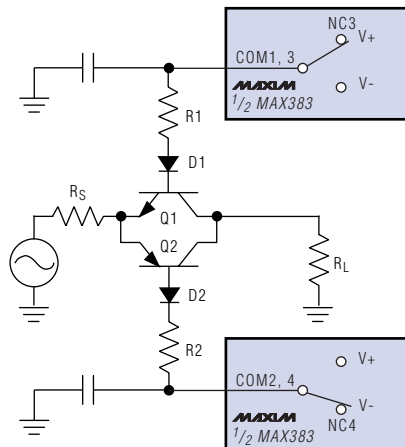


図14. デュアルSPDTアナログスイッチ(MAX383)を用いることで、並列にした2つのバイポーラトランジスタからなる電流制御RFスイッチを作ることができます。

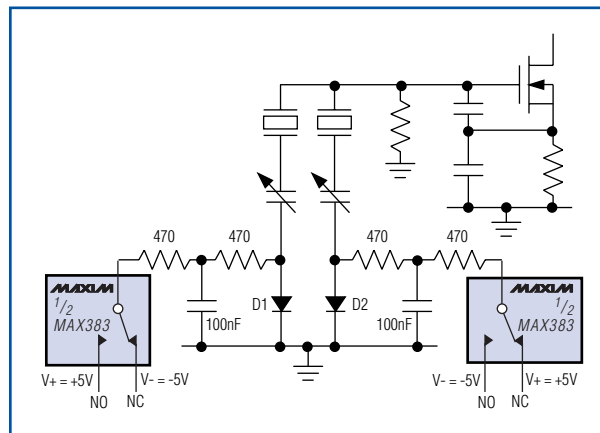
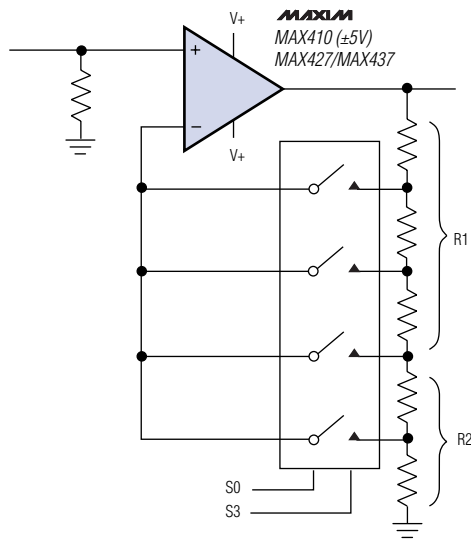


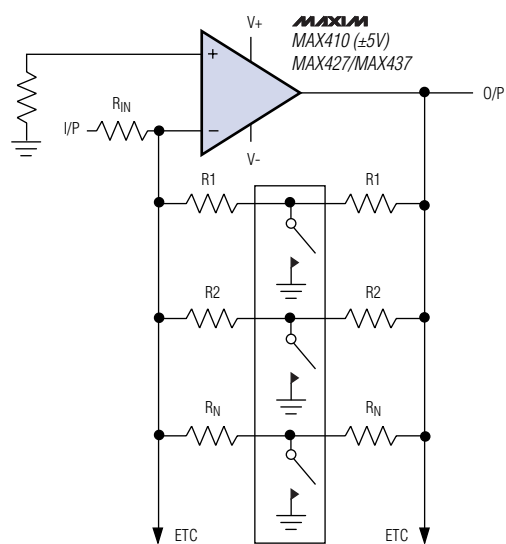
図15. このクリスタル制御オシレータではSPDTスイッチを用いて2つのクリスタルのうちの1つを選択します。

シャント構成では信号が反転します。パワーアップ時に全てのスイッチが開放され(これは最小利得の閉ループにするため)、それから希望の利得に対応するスイッチ以外は全て閉じられます。こうして $R2$ に接続されたスイッチが開放されると(他のスイッチは全てクローズ)、 $2R2$ のフィードバック抵抗が生成されます。 $R_N$ でスイッチが閉じていると、生成されるフィードバック抵抗は、 $R_{ON} \ll R_N$ ならば $R_N(1 + R_N/R_{ON})$ です。抵抗の各組がスイッチ容量を絶縁して帯域幅への影響を消しますが、最大限のアイソレーションを得るためには $R_{ON}$ は低く(50以下)なければなりません。

(資料請求番号：1)



16a) Series Switching



16b) Shunt Switching

図16. 利得制御回路では直列(a)又はシャント(b)スイッチングを採用することができます。

## 選択ガイド

### フォルト保護

品名	工業標準	機能 (マルチ プレクサ)	ラッチ付 入力	フォルト 保護(V)	価格* (¥)
MAX354	ADG508F			±40	270
MAX355	ADG509F			±40	270
MAX358	DG508A**/HI508A	8:1	-	±35	270
MAX359	DG509A**/HI509A	4:2 差動	-	±35	270
MAX368	DG528**/ADG529**	8:1		±35	380
MAX369	DG529**/ADG529**	4:2 差動		±35	380
MAX378	HI548	8:1	-	±75	380
MAX379	HI549	4:2 差動	-	±75	380
MAX388	DG528**	8:1		±100	490
MAX389	DG528**	4:2 差動		±100	490

### 超低リーク電流

品名	機能	工業標準	オフリーク 電流 (pA max)	RON ( max)	チャー ジ イン ジェ ク シ ョ ン(pC)
MAX326	クワッドSPST	DG201	10	2.5k	3 (typ)
MAX327	クワッドSPST	DG202	10	2.5k	3 (typ)
MAX328	8チャンネル マルチプレクサ	DG508A	10	2.5k	3 (typ)
MAX329	デュアル4チャンネル マルチプレクサ	DG509A	10	2.5k	3 (typ)
MAX338	8チャンネル マルチプレクサ	DG508A	20	400	5 (max)
MAX339	デュアル4チャンネル マルチプレクサ	DG509A	20	400	5 (max)

\* 価格は1,000個単位

\*\* 保護するための外付部品が必要です。

# 選択ガイド(続き)

## 低オン抵抗

品名	機能	オン抵抗 ( max)	RONマッチング ( max)			RONフラットネス ( max)			チャージインジェクション(pC max)		
			優	良	可	優	良	可	優	良	可
MAX301/DG401	デュアルSPST	35	2	2	3	Δ3	Δ3	NT	15	15	NT
MAX303/DG403	デュアルSPDT	35	2	2	3	Δ3	Δ3	NT	15	15	NT
MAX305/DG405	デュアルDPST	35	2	2	3	Δ3	Δ3	NT	15	15	NT
MAX306/DG406	16チャンネルマルチプレクサ	100	5	10	NT	Δ7	Δ10	NT	10	10	NT
MAX307/DG407	デュアル8チャンネルマルチプレクサ	100	5	10	NT	Δ7	Δ10	NT	10	10	NT
MAX308/DG408	8チャンネルマルチプレクサ	100	5	10	15	Δ7	Δ10	NT	10	10	NT
MAX309/DG409	デュアル4チャンネルマルチプレクサ	100	5	10	15	Δ7	Δ10	NT	10	10	NT
MAX312/DG411	クワッドSPST	10	1.5	-	NT	Δ2	-	NT	30	-	NT
MAX313/DG412	クワッドSPST	10	1.5	-	NT	Δ2	-	NT	30	-	NT
MAX314/DG413	クワッドSPST	10	1.5	-	NT	Δ2	-	NT	30	-	NT
MAX351/DG411	クワッドSPST	35	2	3	NT	Δ3	Δ4	NT	10	10	NT
MAX352/DG412	クワッドSPST	35	2	3	NT	Δ3	Δ4	NT	10	10	NT
MAX353/DG413	クワッドSPST	35	2	3	NT	Δ3	Δ4	NT	10	10	NT
MAX317/DG417	SPST	35	N/A	N/A	NT	Δ3	Δ4	NT	10	10	NT
MAX318/DG418	SPST	35	N/A	N/A	NT	Δ3	Δ4	NT	10	10	NT
MAX319/DG419	SPDT	35	2	3	NT	Δ3	Δ4	NT	10	10	NT
DG421	デュアルSPST*	35	N/A	3	NT	N/A	Δ4	NT	N/A	15	NT
DG423	デュアルSPDT*	35	N/A	3	NT	N/A	Δ4	NT	N/A	15	NT
DG425	デュアルDPST*	35	N/A	3	NT	N/A	Δ4	NT	N/A	15	NT
MAX361/DG441	クワッドSPST	85	2	4	NT	Δ5	Δ9	NT	5	10	NT
MAX362/DG442	クワッドSPST	85	2	4	NT	Δ5	Δ9	NT	5	10	NT
MAX364/DG444	クワッドSPST	85	2	4	NT	Δ5	Δ9	NT	5	10	NT
MAX365/DG445	クワッドSPST	85	2	4	NT	Δ5	Δ9	NT	5	10	NT

優 = MAX3xx

\* ラッチ付アドレス入力

良 = マキシム社の改良型DG4xx

NT = 未試験

可 = 競合他社の工業標準品

## 低電圧(2.7V ~ 16V)

品名	機能	オン抵抗マッチング ( max)	オン抵抗フラットネス ( max)	チャージインジェクション(pC max)	ピンコンパチブル	μMAXパッケージ
<b>スイッチ</b>						
MAX320	デュアルSPST(NO)	2	6	5	TSCW66F	
MAX321	デュアルSPST(NO)	2	6	5	TSCW66F	
MAX322	デュアルSPST(NO, NC)	2	6	5	TSCW66F	
MAX323	デュアルSPST(NO)	2	6	5	TSCW66F	
MAX324	デュアルSPST(NO)	2	6	5	TSCW66F	
MAX325	デュアルSPST(NO, NC)	2	6	5	TSCW66F	
MAX381	デュアルSPST(NO)	2	6	5	DG401	
MAX383	デュアルSPDT	2	6	5	DG403	
MAX385	デュアルDPST(NO)	2	6	5	DG405	
MAX391	デュアルSPST(NO)	2	6	5	DG411	
MAX392	クワッドSPST(NO)	2	6	5	DG412	
MAX393	クワッドSPST(NO, NC)	2	6	5	DG413	
MAX394	クワッドSPDT	2	6	5	MAX333	
MAX4066/A	クワッドSPST	2	6	10	74HC4066	QSOP
<b>マルチプレクサ</b>						
MAX382	8チャンネルマルチプレクサ	10	16	5	DG428	
MAX384	デュアル4チャンネルマルチプレクサ	10	16	5	DG429	
MAX395†	8チャンネルマルチプレクサ	10	16	5	MAX335	シリアル制御
MAX396	16チャンネルマルチプレクサ	10	16	5	DG406	
MAX397	デュアル8チャンネルマルチプレクサ	10	16	5	DG407	
MAX398	8チャンネルマルチプレクサ	10	16	5	DG408	
MAX399	デュアル4チャンネルマルチプレクサ	10	16	5	DG409	
MAX4051/A†	8チャンネルマルチプレクサ	15	16	10	74HC4051	
MAX4052/A†	デュアル4チャンネルマルチプレクサ	15	16	10	74HC4052	
MAX4053/A†	トリプル2チャンネルマルチプレクサ	15	16	10	74HC4053	

† 開発中。

# DESIGN SHOWCASE

## PCのプリンタポートでデータロガーを制御

エンジニアリング・プロジェクトでは、しばしば長期間にわたる測定を必要とします。市販のデータロガーやペンプロッタでもこのような測定は可能ですが、これらの製品は高価格です。安価な代替案として(図1)、シンプルな4チャンネルデータ収集回路を、殆どのエンジニアが持っているツール、つまりパソコン(PC)と組み合わせる方法があります。PCを用いた場合、データをスプレッドシートで処理したり、レポートとしてまとめることもできます。

コンピュータのプリンタポートの1つがデータロガーの制御と5V電源の供給を行います。また、この5Vはローカルの-5V電源を発生するチャージポンプ電圧インバータ(IC1)の電源としての役割も果たします。マイナス電源の消費電流は小さいため、IC2とIC4にシンプルなRCフィルタを付ければ、チャージポンプのスイッチングノイズを十分に低減することができます。(5V電源に同様のフィルタを付けること

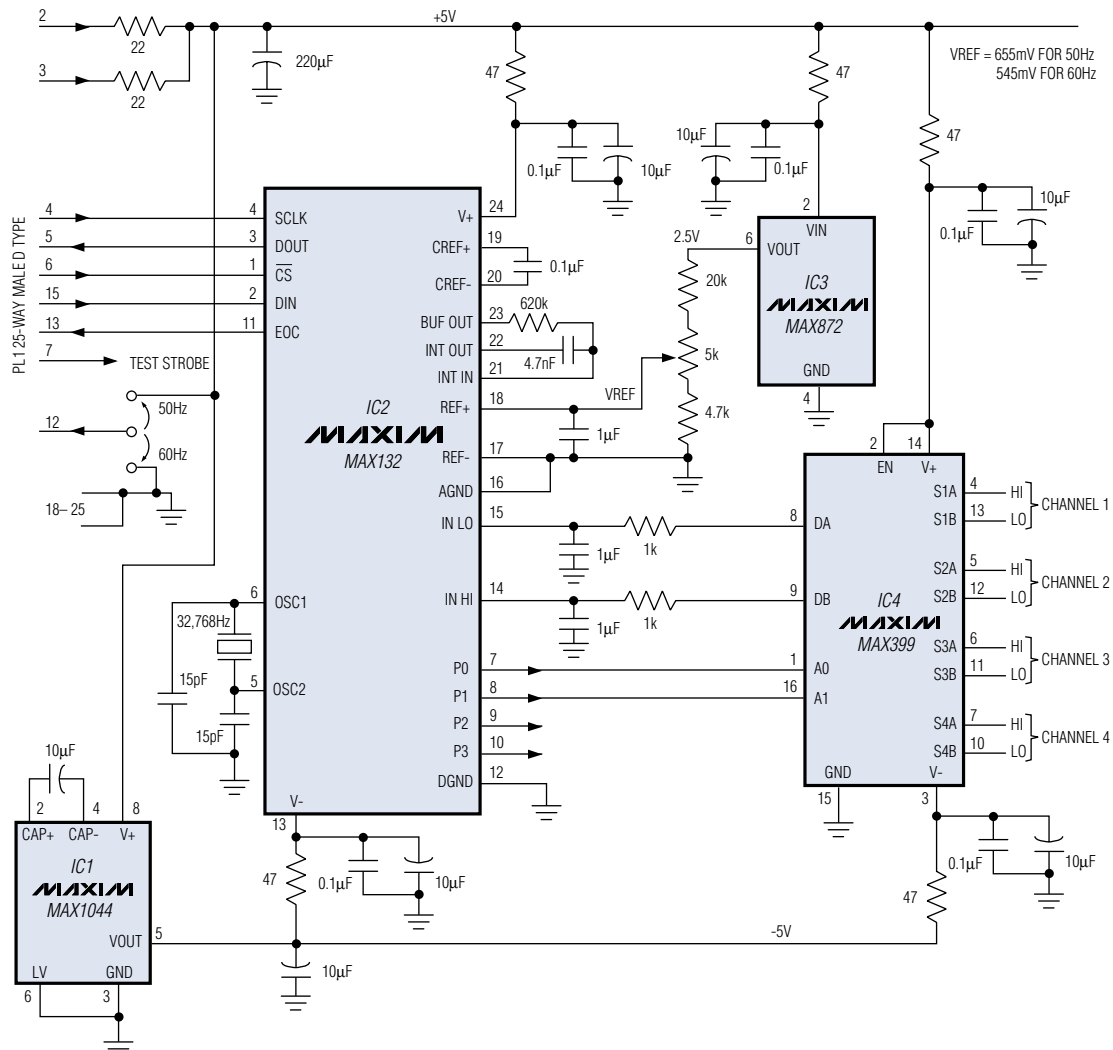


図1. この4チャンネルデータロガーはPCのプリンタポートを通じて電力と制御信号の供給を受けます。PCを使用することで、データをプロット又はリストとして表示することができます。また、ファイルにして後から分析することもできます。

で、PCから来るノイズの影響を軽減することもできます。)この回路の消費電流は僅か220 $\mu$ Aです。

マキシム社が提供しているQBASICのプログラムを使用して、最大4チャンネル分の現在の読取り値と時間プロットをサンプリングし、表示することができます(図2)。あるいは、データをファイルに書込んで後から評価することもできます。QBASICは殆どのPCのMS-DOSで使えます。動作は比較的遅いものの、様々なタスクに対応でき、チャンネル増設、スケーリングの変更等が可能な上、最小、最大、平均等のデータ計算も行います。4チャンネルを読取る最小のサイクル時間は1秒です。グラフィック出力は解像度640 x 480のVGAモニター用にスケーリングされています。

A/Dコンバータは15ビットマルチスロープデバイス(MAX132)で、このアプリケーションでの分解能は15 $\mu$ Vです。データと制御信号用のシリアルインタフェース及びマルチプレクサとその他の周辺機器を制御するためのデジタル出力を4つ(P0 ~ P3)備えています。

IC2は2.5Vのリファレンス電圧を提供し、A/Dコンバータのライン周波数リジェクションの最適化に応じてスケーリングされます(50Hzラインで655mV、60Hz

ラインで545mV)。ソフトウェアがプリンタコネクタのピン12の状態を検出し(ライン周波数が50Hzか60Hzかでジャンパが異なります)、それに応じてA/Dコンバータの積分時間を調整します。

TEST STROBEは、各読取り用のスタートパルスです。これは25ピンのプリンタコネクタのピン7に出力され、オシロスコプのトリガとして機能することでデバッグやトラブルシューティングを容易にします。

(資料請求番号：2)

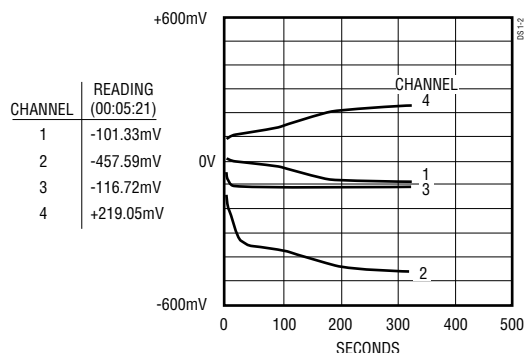


図2. このプログラムの出力はここに示すように4つのチャンネルを記録できます。

# DESIGN SHOWCASE

## DC-DCコントローラで安定化チャージポンプを駆動

スイッチモードの電源コントローラとダイオード・コンデンサ・ネットワークの組み合わせは、オペアンプあるいはLCDバイアスに必要な低電流マイナス電源を発生することができます(図1)。この場合、インダクタを用いた構成に伴うようなサイズの問題や設計の手間はありません。図1の回路は2V~6Vの入力を許容し、デジタル調整が可能な出力電圧を生成します。ダイオード・コンデンサ・チャージポンプはDHI及びDLOWのスイッチング動作によって駆動されます。これらは、インダクタを用いたスイッチモード電源では通常外部MOSFETまたはpnpトランジスタを駆動します。

パワーアップ時に、内部の6ビット電流出力D/Aコンバータが公称 $R1 \times 13.33\mu\text{A}$ の $V_{\text{OUT}}$ を生成します。その後、CTRLをハイに保持しながらADJをトグルすることで、 $R1$ の値に従いながら( $R1 \times 6.66\mu\text{A}$   $V_{\text{OUT}}$   $R1 \times 20\mu\text{A}$ ) $V_{\text{OUT}}$ を等間隔の64ステップで1対3の範囲にわたって調整することができます。デジタル調整が必要ない場合は、ADJピンを接地してCTRLを $V+$

に接続してください。同様の回路をMAX774のDC-DCコントローラで構成することもでき、16.5Vまでの入力電圧を許容します。 $V_{\text{IN}}$ よりも大きなプラスの出力が欲しい場合には、ステップアップコントローラと修正されたチャージポンプネットワークを使用すれば大丈夫です(図には示してありません)。

最大出力電流は $V_{\text{IN}}$ 、 $V_{\text{OUT}}$ 及びダイオード・コンデンサの段数に依存します。各段とも2つのダイオードと2つのコンデンサで構成されています。最大 $V_{\text{OUT}}$ ( $V_{\text{IN}} - (0.6\text{V} \times \text{段数})$ )では僅か数マイクロアンペアしか出力できませんが、低出力電圧ではより多くの出力電流を引き出すことができます(図2)。

$V_{\text{IN}}$ と $V_{\text{OUT}}$ がすでに与えられている場合、最大 $I_{\text{OUT}}$ はダイオード・コンデンサの段数に依存します。段数が少なすぎると希望の電圧が実現できませんし、多すぎると効率が悪化します。 $I_{\text{IN}}$ は(近似的に) $I_{\text{OUT}}$ に段数を掛けた値になります。 $V_{\text{IN}}$ が5V以下の場合、この回路の出力電流は、図2の曲線が示す値よりも小さくなります。例えば、4段回路の出力電流が1mAにな

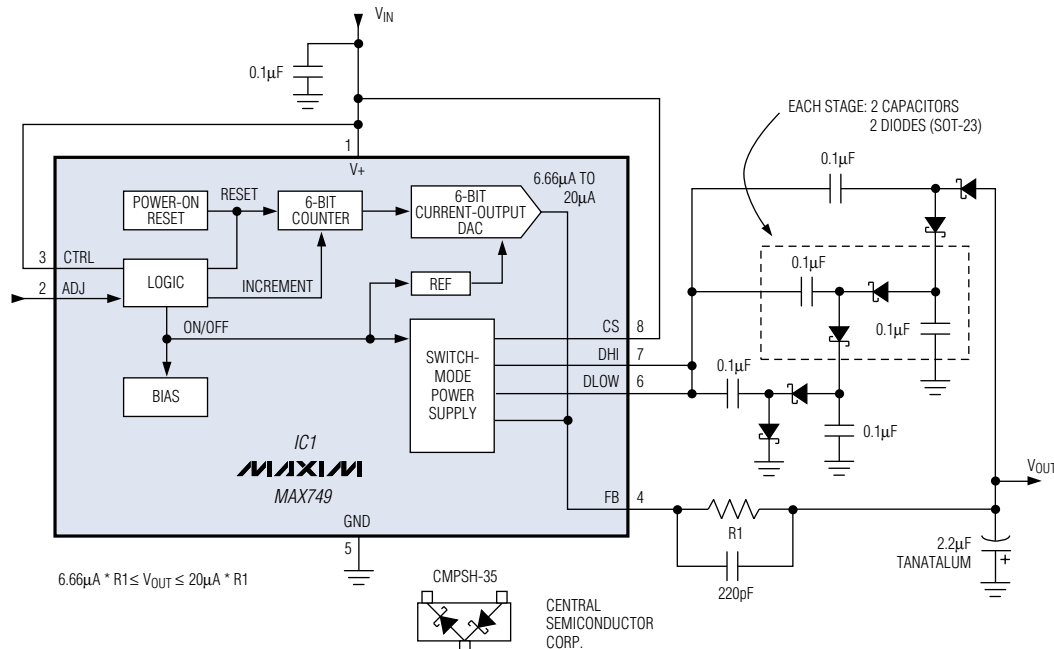


図1. このDC-DCコントローラICはインダクタの代りにダイオード・コンデンサ・ネットワークを駆動することにより、低出力電流の安定化マイナス電圧出力を生成します。

るのは入力2V、出力-2Vのとき、入力3V、出力-7Vのとき、入力4V、出力-11Vのとき、そして入力5V、出力-14.5Vのときです。ポンプコンデンサを大きくすることで $I_{OUT}$ も大きくできます。

$V_{OUT}$ がR1で設定された電圧よりも著しく低くなった場合、コントローラの動作が変化します。インダクタ使用の回路用に設計されているため、コントローラはスイッチングトランジスタのオフ時間を犠牲にすることでオン時間を増やし、ドロップアウトを補償します。通常この動作はインダクタ電流を増加させますが、図に示す回路では逆の効果を与えます。オフ時間が短い(DHIが高い)ためにコンデンサが完全に放電できず、利用可能な出力電流は増加するのではなく減少します。従って、過負荷が原因で $V_{OUT}$ が安定化範囲から外れた場合、負荷電流をかなり減少させないと安定化状態は回復できません。信頼できる最大出力電流とは $V_{OUT}$ がドロップアウトから回復できるレベルであり、ドロップアウトに入るレベルよりも高いレベルではありません。

動作を安定させるためには、R1を220pFでバイパスし、R1とIC1の間の配線をできるだけ短くし、IC1の入力ピンに直接入力バイパスコンデンサを接続し

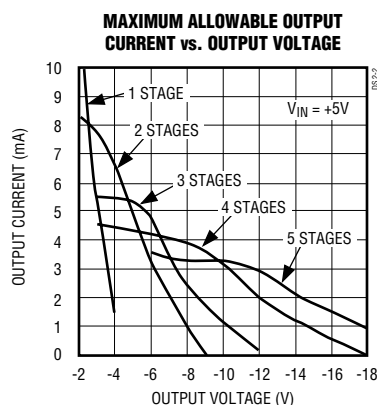


図2. 図1での可能な出力電流は $V_{IN}$ (このグラフでは5V)、 $V_{OUT}$ 、及びダイオード・コンデンサの段数に依存します。

てください。図に示す部品定数では出力リップルは通常1%以下ですが、回路の段数が設定された出力電圧に必要な段数より多いと、リップルが大きくなる可能性があります。出力容量を増やすことでリップルを減少させることができます。

(資料請求番号：3)



# DESIGN SHOWCASE

## バッテリーの逆挿入及び過電流保護回路

図1の回路は2つの意味でバッテリー駆動機器を保護します。Q1はバッテリーを逆挿入した場合等に起きる逆電流によるダメージを防ぎ、Q3は急激な負荷の増加や短絡から起きる過電流を防ぎます。

バッテリーを正しい向きで挿入した場合は、Q1のゲートはソースよりも5V以上低くなり完全にオンになります。バッテリーを逆向きに挿入した場合は、ゲートがソースよりもプラスになるため、Q1はオフになります。バッテリーの極性に関係なく、Q1及びQ3のボディダイオードは、どちらかがオフの場合は電流が流れないような方向になっています。どちらのFETも低オン抵抗です。

IC2は電流検出アンプで、RS+及びRS-端子の間を流れる負荷電流を検出します。検出される電流に比例する低電流(1.5mA max)がOUTに出力され、それが負荷電流に比例する電圧をR8の両端に発生させます。通常動作中は両方のコンパレータ出力ともハイで、Q3はオン状態を維持します。

負荷電流がR8によって設定されたりミット( $I_{LIMIT} = 2000V_{TH}/R8$ 、2000は検出アンプの利得、 $V_{TH}$ はコンパレータの入力スレッショルド( $1.182V \pm 2\%$ ))を超えると、Bコンパレータの出力がローになってQ4がオフになり、そしてQ3をオフにしてバッテリーを負荷から切り離します。同時にQ6は、低下しつつある電源電圧までコンパレータ入力を引き上げることで、正のフィードバックを提供し、電源電圧が低下するとQ3をオフ状態にラッチします。

出力が短絡するとピン6及びピン7の電圧がなくなり、IC2がオフになります。適正動作には最低3Vが必要です。この短絡条件ではR8の電圧がゼロになるために、Bコンパレータによる制御はなくなりますが、今度はQ5をオフにすることでAコンパレータがQ3をオフにします。Q2はQ3のターンオフ時間を約10 $\mu$ sに短縮します。

Q3がオフのとき、この回路の消費電流は約2 $\mu$ Aです。(電源を回復するにはS1を押します。)通常動作では、バッテリー電流は端子電圧に依存して変動します(5Vで200 $\mu$ A、6Vで230 $\mu$ A、8Vで300 $\mu$ A、10Vで310 $\mu$ A)。

(資料請求番号：4)

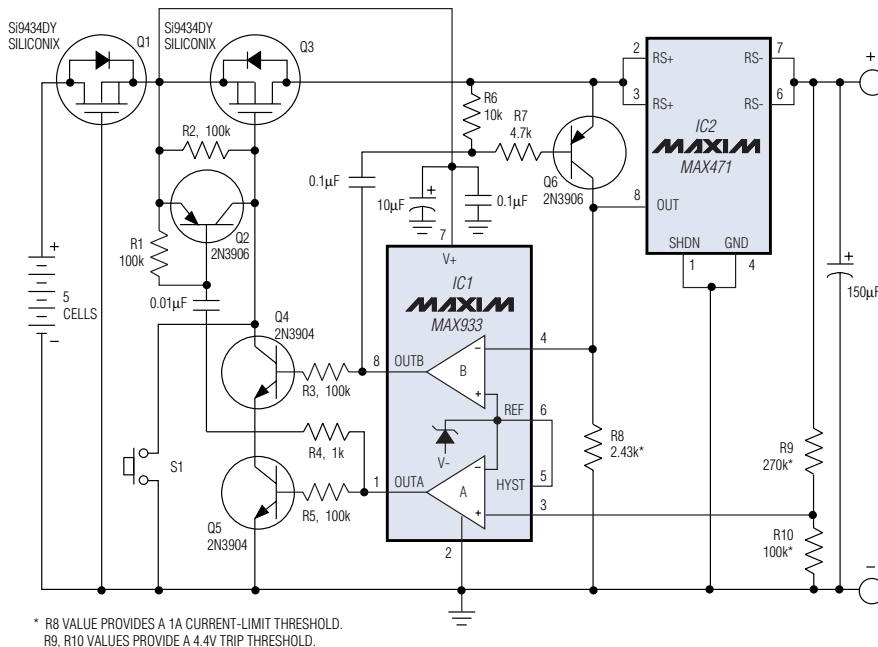


図1. この負荷保護回路は過負荷、出力短絡及びバッテリーの誤極性に起因する電流の流れを防止します。

# DESIGN SHOWCASE

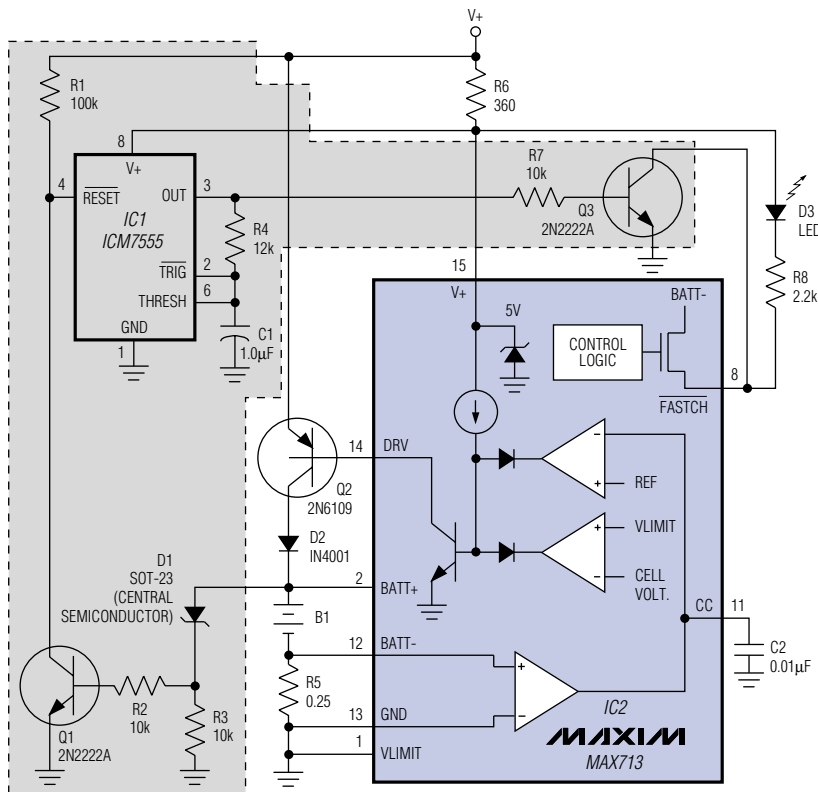
## トリクル充電/急速充電表示付のバッテリー充電器

図1のバッテリー充電器は急速充電中かトリクル充電中かを単一のLEDで表示します。急速充電中は、IC2のFASTCH出力がDC電流をシンクするため、LEDが連続的に点灯します。トリクル充電中はD1及びQ1が555タイマをイネーブルするため、LEDは点滅します。

タイマは60Hz ( $f = 1/1.4RC$ )で動作する非安定マルチバイブレータとして設定されています。急速充電中はイネーブルされ続けられますが、バッテリーが外されたときはオフになります。この判断を行うのはツェナーダイオードD1です。バッテリーが接続されていない場合(R5及び内部コンパレータによって検出)、IC2によって、ICに設定されているセル数の2倍に等しい電圧がBATT+に発生します。この電圧(2セルなら4V)が3.3Vツェナーをオンにし、タイマをディセーブルします。

バッテリーを接続すると、BATT+の電圧は2.8V(1.4V/セル)に低下し、この結果D1がオフになり、そしてQ1がオフになり、タイマがイネーブルされます。タイマ出力がQ3を駆動し、Q3のコレクタ(オープンドレインFASTCH出力とワイヤOR接続)がLEDを点滅させます。セル数が異なると、必要なツェナー電圧も下記の通り異なります。

セル数	BATT+ 電圧(V)	バッテリー 充電電圧(V)	必要な ツェナー電圧(V)
2	4	2.8	3.3
4	8	5.6	6.8
6	12	8.4	10
8	16	11.2	15
10	20	14	18
12	24	16.8	18
14	28	19.6	24



急速充電中、LEDはタイマの動作で点滅することなく連続的に点灯し続けます。この条件はFASTCHがローに留まることで保証されます。IC2のデータシートではFASTCHが2mAをシンクするときには、0.4V maxが保証されています。電圧がこれ以上高い場合は電圧も高くなり、点滅が起こる可能性があります。その場合はQ3のエミッタに抵抗を追加することで問題を解決できます。

(資料請求番号 : 5)

図1. このNiCd(又はNiMH)バッテリー充電器の灰色の部品が、トリクル充電中にLEDを点滅させる働きをします。

# DESIGN SHOWCASE

## 負荷状態時に低電圧レギュレータの スタートアップを可能にするスイッチ

CMOSスイッチングレギュレータに負荷切断用の外部スイッチを追加することで、スイッチなしの時と比べ、負荷電流が数桁大きな場合もスタートできるようになります(図1)。CMOSレギュレータの動作電流及びシャットダウン電流は非常に低いため、携帯用アプリケーションに最適です(IC1の動作電流は25 $\mu$ A、シャットダウン電流は1 $\mu$ A)。また、一度スタートすれば十分な電流を供給します。しかし多くの場合、単一セルバッテリーのような低電圧状態では、最大負荷でスタートすることはできません。

低電圧CMOSプーストレギュレータの殆どがそれ自体の出力で駆動されているのがこの問題の原因となっています。スタート時のこの出力は、 $V_{IN}$ からダイオードドロップ分を引いた電圧になります。入力電圧が低いと、スイッチングトランジスタが完全にオンにならないため、インピーダンスが高くなり、ピークインダクタ電流が制限されます。この結果、負荷に十分な電流を供給しながら同時に出力コンデンサを充電するだけの電流を生成することができなくなります。

このスタートアップ時の制限は外部パワーMOSFETと多くの低電圧スイッチングレギュレータに内蔵されたローバッテリーコンパレータとを組み合わせることで克服できます。Q1は負荷スイッチとして動作し、 $V_{OUT}$ がN1を完全にオンにできるだけの高電圧になるまで負荷を切断します。こうすることでこの回路は、 $I_{LOAD}$ の値がより高い場合でもスタートできるようになります(図2)。負荷スイッチを用いた場合、この回路は入力電圧が最低0.8Vの時でも、最大負荷条件でスタートできます。

ここに示すQ1は低スレッショルドのパワーMOSFETです。レギュレータのフィードバックはこのスイッチの手前で取られるため、選択するFETは負荷電流と最低許容負荷レギュレーションレベルに依存します。図2と同様の結果が5V安定化出力についても得られます。5V安定化出力は3/ $\sqrt{5}$ 端子(ピン2)をグランドに接続することで得られます。

(資料請求番号：6)

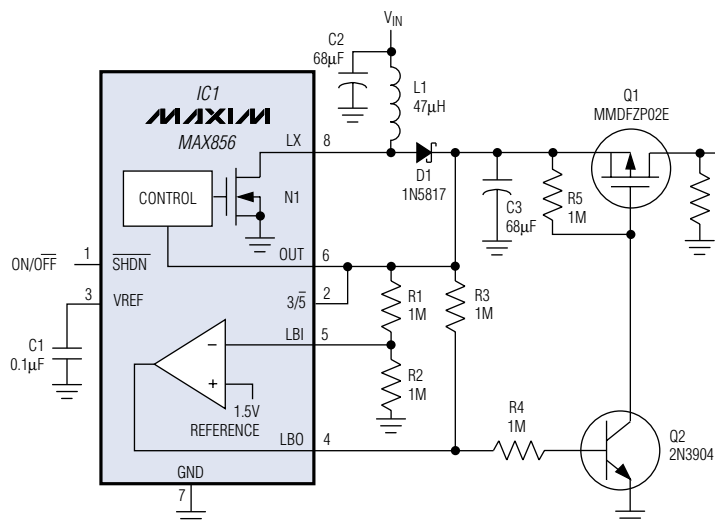


図1. 負荷切断スイッチQ1を用いることで、このCMOSスイッチングレギュレータは負荷状態時においても非常に低い入力電圧からスタートアップできます。

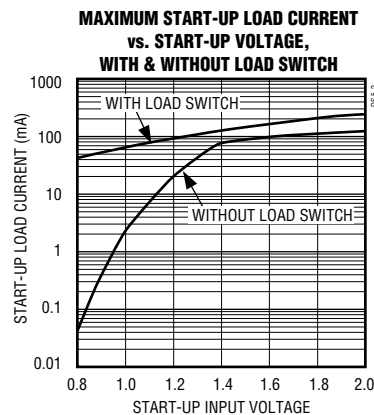


図2. これらの曲線は図1の回路において、スタートアップ時に特定の入力電圧で許容される最大負荷電流を示します。負荷スイッチの使用により、低入力電圧で許容される負荷電流が数桁大きくなっています。

# NEW PRODUCTS

## リセット精度 $\pm 1.5\%$ のフル機能 $\mu\text{P}$ 監視回路

MAX807は、 $V_{CC}$ の監視機能に内在する設計リスクを軽減する $\mu\text{P}$ 監視回路です。このリスクとは、最低リセット電圧がICの最低動作電圧よりも低い場合、この両者の中間の電圧でICが動作を強制されることです。MAX807の許容範囲は $\pm 1.5\%$ と狭いため、この仕様外の動作範囲が40%狭くなっています。

例えば、システムの仕様が $V_{CC} \pm 10\%$ でICが $V_{CC} \pm 5\%$ しか保証されていない場合を考えて見ます。リセットは4.75Vで発生し、それ以上高くても困ります。従って、実用的なリセット範囲はこれよりも下げる必要があります、例えばこれを4.5Vとします。この場合、一部のシステムでは4.5V~4.75Vという仕様外の範囲でICが動作する事になります。(設計者はしばしばこうしたシステムを作りますが、それは多くのICが仕様電源レベル以下で動作できること、及び実際のリセット電圧が仕様に定められている最低電圧まで低下することが減多ないことを知っているためです。)  $\mu\text{P}$ 監視回路のリセット電圧の許容範囲を狭くすると、最低リセット電圧が高くなり、この仕様外範囲が狭くなります。

RESET(及び $\overline{\text{RESET}}$ )はパワーアップ、パワーダウン及び電圧低下時、つまり $V_{CC}$ がスレッシュ

シヨルドレベル以下に低下した時に発生します。リセット電圧の精度は $\pm 1.5\%$ で、4.75V~4.6V(末尾L)、4.5V~4.35V(M)及び4.65V~4.5V(N)が用意されています。最低1Vの $V_{CC}$ まで正しいリセットが保証されます。MR入力にローのロジックレベルを印加することでリセットを手動でトリガすることもできます。 $V_{CC}$ をリセットスレッシュより30mV高いスレッシュと比較する独立したローラインコンパレータが早期パワーフェイル警報を提供します。この結果、各々が従来の $\mu\text{P}$ 監視回路よりも正確な、二段構えの警報になっています。

MAX807のチップイネーブル信号の伝播遅延は7nsと高速で、しかも出力電流も通常動作時には250mA、バックアップ時には20mAと十分なため、この製品は高性能機器に最適です。一方、消費電流は僅か70 $\mu\text{A}$ であるため、携帯機器システムに最適です。スタンバイ電流は僅か1 $\mu\text{A}$ です。

MAX807はこの他にも監視機能として、低電力負荷(CMOS RAM、リアルタイムクロック等の低電力ロジック)を $V_{CC}$ からバックアップバッテリーに切換える回路等を含んでいます。低 $V_{CC}$ 時にCMOS RAM及びEEPROMメモリを保護する書込保護信号、及びタイムアウト期間中に選択されたラインがソフトウェアでトリグされないときに警報(WDO

ロー)を発生するウォッチドッグ回路も備えています。

MAX807は16ピンDIP及びワイドSOPパッケージで供給され、温度範囲は民生用(0 ~ +70 ) 拡張工業用(-40 ~ +85 )及び軍用(-55 ~ +125 )のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥350からとなっています。

(資料請求番号: 7)

## 消費電流僅か5mAの500MHz、電圧フィードバックビデオアンプ

MAX4100/MAX4101は電圧フィードバックオペアンプで、マキシム社独自のコンプリメンタリ9.3GHzプロセスで製造された最初のアンプです。それぞれ閉ループ利得( $A_{vCL}$ )1及び2用に補償されています。 $\pm 5\text{V}$ 電源で動作し、消費電流は僅か5mAですが、強力な出力段によって出力電流は80mA、出力スイングは100 負荷で $\pm 3.3\text{V}$ となっています。

低電力及び高速特性(MAX4100の-3dB帯域幅は500MHz)を持つこれらのオペアンプは、ビデオ、医療画像及びテレコミュニケーション等、省電力が重要なマルチチャンネルアプリケーション及び携帯機器システムに最適です。電圧フィードバックによって、オペアンプを従来の反転または非反転ゲインブロックとして構成することができ、しかも低入力バイアス電流の平衡入力及び低オフセット電圧も提供します。

MAX4100/MAX4101のAC性能としては、スルーレートが250V/ $\mu\text{s}$ 、利得平坦性が(0.1dB)65MHz、スプリアスフリーのダイナミックレンジ(SFDR)( $f_c = 5\text{MHz}$ )が-70dBc、 $\pm 0.1\%$ へのセトリング時間が12ns、低微分利得/位相誤差等が挙げられます。MAX4100及びMAX4101は高速かつ低歪みの特性を備えているため、A/Dコンバータの入力バッファとしての使用等、広範囲のアプリケーションに適用できます。

MAX4100/MAX4101は8ピンSOPパッケージで供給され、温度範囲は拡張工業用(-40 ~ +85 )のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥210からとなっています。

(資料請求番号: 9)

## 8ピンオペアンプ/コンパレータ/リファレンスIC、単一電源動作で消費電流は僅か7 $\mu\text{A}$

MAX951~MAX954 ICは、バーコードリーダ、ホトダイオードプリアンプ、低周波ローカルエリア警報器及び検出器、その他ローパワー、バッテリー駆動機器に最適です。MAX951及びMAX952は最低2.8Vで動作します。どちらもオペアンプとコンパレータを備えており、その入力は1.2V  $\pm 2\%$ のバンドギャップリファレンスに接続されています。類似品のMAX953及びMAX954は外部リファレンスを必要としますが、同じ8リードのピン配置になっています。

MAX951及びMAX953のオペアンプはユニティゲイン安定ですが、MAX952及びMAX954のオペアンプは最低利得が10です。いずれも超低消費電流(MAX951/MAX953は7 $\mu\text{A}$ 、MAX952/MAX954は5 $\mu\text{A}$ )で負荷時にリニア動作が可能になる、独特の出力段を備

えています。これらのオペアンプは、全動作温度範囲で良好なDC特性を維持することにより、出力誤差を最低限に抑えています。出力は電源電圧範囲でシングします。

オペアンプとコンパレータのコモンモードの入力範囲は負電源電圧から正電源電圧の1.3V以内まで拡張されています。コンパレータの出力段は連続時には40mA、ショートパルス時には100mAの電流を供給でき、また $\pm 3\text{mV}$ の内部ヒステリシスを備えているため、入力信号の変化が遅い場合でも良好な出力スイッチングが得られます。さらにロジック状態が変化するとき電源グリッチ(クローバグリッチ)を発生しません。この結果、寄生フィードバックに起因する不安定動作が起きにくくなり、また回路レイアウトが最適化されていない場合でも高性能を発揮できます。

MAX951~MAX954は8ピンDIP、SOP及び $\mu\text{MAX}$ パッケージで供給され、温度範囲は拡張工業用(-40 ~ +85 )及び軍用(-55 ~ +125 )のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥180からとなっています。

(資料請求番号: 8)

# NEW PRODUCTS

## 精度0.01°/0.01%の 330MHzビデオ クロスポイントIC

MAX4111、MAX4121、MAX4221及びMAX4141はビデオクロスポイントシステム用の構成ブロックICです。±5V電源で動作し、消費電流は僅か5.5mAです。MAX4111はSPSTスイッチ、MAX4121はSPDTスイッチ、MAX4221はデュアルSPDTスイッチ、そしてMAX4141は4チャンネルのシングルエンドマルチプレクサです。主な用途は、放送用コンポジットビデオ(NTSC、PAL、SECAM及びHDTV)のカラー信号の多重化です。また、RF、IF、ビデオ及びテレコム信号を分配するのにも適しています。

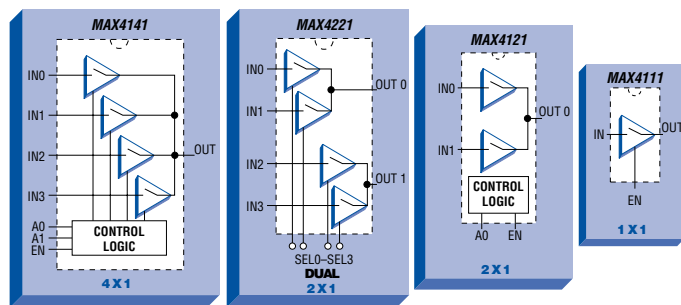
各信号チャンネルは開ループ出力バッファを備えています。このバッファは高入力インピーダンス、利得平坦性(0.1dB)150MHz、-3dB帯域幅330MHzといった特性を備え、大きな容量性負荷を駆動する能力を持っています。これら4つのICは全て微分位相/利得エラーが僅

か0.01°/0.01%で、マイナス方向の同期パルスへの干渉を防ぐ、プラス方向の超低スイッチングトランジエント(<13mV)特性を備えています。

いずれのICも各出力を強制的にハイインピーダンスにして消費電流を僅か250µAに低減させるイネーブル(EN)入力を備えています。MAX4141及びMAX4221は、必要な制御ロジックを内蔵することで外付部品を低減します。MAX4121は30MHzでクロストークが-92dB、アイソレーションが-78dBです。

MAX4111及びMAX4121は8ピンSOP、MAX4221は16ピンナロー-SOP、そしてMAX4141は14ピンSOPパッケージで供給され、温度範囲は民生用(0 ~ +70)のものが用意されています。価格(1,000個以上)はMAX4111が¥190からとなっています。

(資料請求番号: 10)



## 2.7Vで動作する 16チャンネル マルチプレクサ

16チャンネルのMAX396及びデュアル4チャンネルのMAX397は、最低2.7Vの電源電圧で動作するCMOSアナログマルチプレクサです。どちらも+2.7V ~ +16.5Vあるいは±2.7V ~ ±8Vの電源で動作し、そしてCMOSロジックへのコンパチビリティ及び高速スイッチング特性(遷移時間250ns)を維持します。オン抵抗が低く(100 max)、スイッチ間のマッチングが4以下で、全信号範囲で平坦性を保ちます(10 max)。

両製品とも全温度範囲で低リーク電流を提供しています(+85で出力オフリーク電流が2.5nA、入力オフリーク電流が1nA)。いずれもマキシム社の低電圧シリコンゲートプロセスで製造されています。設計の改良により

超低チャージインジェクション(5pCmax)が実現され、2,000Vまでの静電放電(ESD)保護が保証されています(MIL-STD-883、3015.7法)。消費電力は僅か10µWです。

MAX396/MAX397は工業標準のMAX306/MAX307、DG406/DG407及びDG506A/DG507Aとピンコンパチブルです。いずれも28ピンDIP、ワイドSOP及びSSOPパッケージで供給され、温度範囲は民生用(0 ~ +70)、拡張工業用(-40 ~ +85)及び軍用(-55 ~ +125)のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥440からとなっています。

(資料請求番号: 11)

## 5V / 3.3V / 3V出力の 5Aステップダウン コンバータ

MAX787、MAX788\*及びMAX789\*は、標準的なバックレギュレータポロジのパルス幅変調(PWM)方式を採用したスイッチモードDC-DCレギュレータです。各モノリシック、バイポーラデバイスとも5Aのパワースイッチを備えており、最高5Aまでの連続負荷電流を供給することができます。出力電圧は5V(MAX787)、3.3V(MAX788)及び3V(MAX789)です。

動作周波数が高いため(100kHz)、各レギュレータとも小型の外付インダクタ、ショットキー・ダイオード及び出力フィルターコンデンサで動作することができます。オシレータ、パワースイッチおよび制御回路が内蔵されているため、最小限の外付部品しか必要としません。各レギュレータの消費電流は8.5mAです。

各デバイスの入力電圧範囲は8V ~ 40Vです。サイクル毎の電流制限機能(6.5Aに予め設定)により出力を過電流及び短絡障害から保護します。ダイナミック特性が優れているため、過渡応答が良好です。

MAX787 / MAX788 / MAX789は5ピンTO-220パッケージで供給され、温度範囲は民生用(0 ~ 70)及び拡張工業用(-40 ~ +85)のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥490からとなっています。

(資料請求番号: 12)

### 製品一覧表

V <sub>OUT</sub>	最大出力電流		
	5A (TO-220)	2A (TO-220)	1A (16-pin SOP)
5V	MAX787	MAX727	MAX831
3.3V	MAX788*	MAX728	MAX832*
3V	MAX789*	MAX729	MAX833*
可変	MAX724	MAX726	MAX830

\* 開発中。入手可能性についてはお問い合わせください。

# NEW PRODUCTS

## 5Vステップダウンレギュレータを16ピンSOPパッケージで提供

MAX830 ~ MAX833は8V ~ 30Vの入力から固定出力を発生するスイッチモード、ステップダウンDC-DCレギュレータです。MAX831/MAX832\*/MAX833\*の出力はそれぞれ5V/3.3V/3.0Vで、MAX830は可変出力です。いずれも連続出力電流の定格は1Aです。パワースイッチ、オシレータ及びフィードバック/制御回路が全て内蔵されているため、僅か6個の外付部品で完全な回路を実現できます。

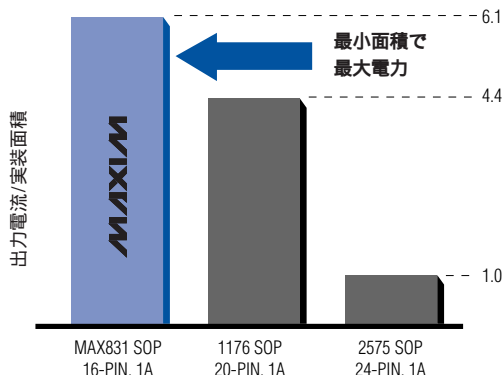
各デバイスとも100kHzにプリセットされた内部オシレータを備えています。自己消費電流は8mAで、デジタル制御によるシャットダウンモード時は500 $\mu$ A(max)まで低減します。最大スイッチ電流は外部抵抗によって制御されます。各レギュレータとも優れたダイナミック特性を持っているため、過渡応答は良好です。また、サイクル毎の電流制限機能が

回路を過電流及び出力の短絡障害から保護します。

MAX830 ~ MAX833は16ピンワイドSOPパッケージで供給され、温度範囲は民生用(0 ~ 70 )のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥430からとなっています。設計作業のスピードアップ、簡易化に役立つ評価キット(MAX831EVKIT-SO)も提供されています。

\*開発中。入手可能性についてはお問い合わせください。

(資料請求番号：13)



## ±15kVのESD保護機能付、RS-485/RS-422トランシーバ

MAX491Eは、ドライバとレシーバを1個ずつ備え、RS-485及びRS-422送信ライン上でフルデュプレックス通信を可能にする、5V電源動作のデータトランシーバです。独自の内部構造により、ラッチアップせずに±15kVまでの静電放電(ESD)に耐えられます。この内部構造はまた、高価なTransZorb™による保護を必要としません。

RS-485/RS-422トランシーバファミリの一つであるMAX491Eはスルーレート制限なしの出力を備えているため、最大2.5Mbpsのデータレートが可能です。ドライバ出力には

電流制限機能が付いているため、短絡保護がされており、また出力をハイインピーダンス状態にするサーマルシャットダウン回路によって過度の電力消費を防ぎます。レシーバの入力がオープン回路の場合には、ロジックハイ出力が保証されます。

MAX491Eは伝播遅延が30ns、差動レシーバスキューが5nsです。独立したドライバ及びレシーバインペールを備え、1つのパスに32個までのトランシーバを接続することができます。MAX491Eは14ピンDIP及びSOPパッケージで供給され、温度範囲は民生用(0 ~ 70 )及び拡張工業用(-40 ~ +85 )のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥170からとなっています。

(資料請求番号：14)

## ±15kVのESD保護付、クワッドRS-232ラインドライバ/レシーバ

MAX1488E及びMAX1489Eは、それぞれ過酷な環境でのEIA/TIA-232、EIA/TIA-562及びCCITT V.28通信用に設計されたクワッドドライバ及びクワッドレシーバです。各ドライバ出力及びレシーバ入力には±15kVの静電放電(ESD)ショックに対して保護されています。両製品ともESD発生時にもラッチアップしません。ESD定格は下記のとおりです。

### MAX1488E

- ±15kV— ヒューマンモデル法
- ±6kV— IEC801-2、接触放電法
- ±15kV— IEC801-2、エアギャップ放電法

### MAX1489E

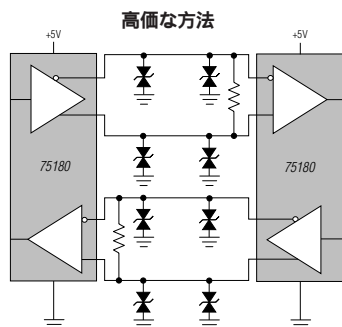
- ±15kV— ヒューマンモデル法
- ±8kV— IEC1000-4-2、接触放電法
- ±15kV— IEC1000-4-2、エアギャップ放電法

データレートはいずれも最高120kbpsが保証されています。ドライバ出力は内部制御されたスルーレート制限及び電流制限機能付きなため、外付コンデンサは必要ありません。レシーバ入力範囲は±25Vで、ヒステリシス及びフィルタを備えているため外部フィルタを必要としません。レシーバ出力はTTL及びCMOSコンパチブルです。

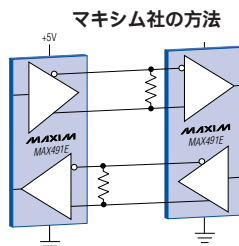
MAX1488Eは±4.5V ~ ±13.2V電源で動作し、各々の電源電圧から消費される電流は僅か85 $\mu$ Aです。また、MC1488、MC14C88、SN75188、SN75C188、DS1488及びDS14C88とピンコンパチブルです。MAX1489Eは5V ±10%電源で動作し、消費電流は350 $\mu$ Aです。MAX1489EはMC1489、MC14C89、SN75189、DS1489及びDS14C89とピンコンパチブルです。

MAX1488E/MAX1489Eは14ピンDIP及びSOPパッケージで供給され、温度範囲は民生用(0 ~ 70 )及び拡張工業用(-40 ~ +85 )のものが用意されています。価格(1,000個以上)は¥110からとなっています。

(資料請求番号：15)



比べてください



TransZorbはGeneral Semiconductor Industries, Inc.の商標です。