

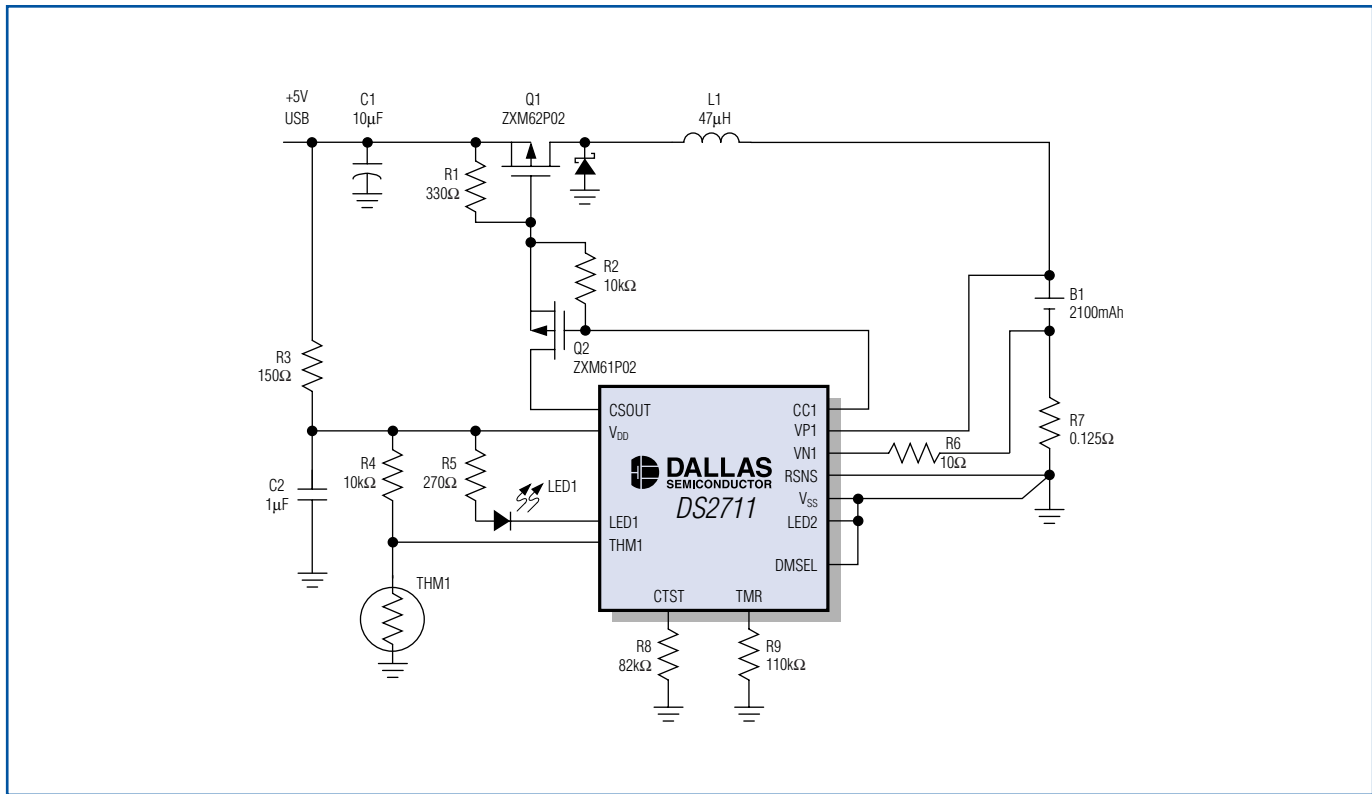
DALLAS SEMICONDUCTOR MAXIM Engineering Journal

Volume Fifty-Six

NEWS BRIEF

2

アーティクル	集積型DC対数アンプ	3
	計時の正確さ — 自動的かつ低コストで	10
	USBからのバッテリー充電	13
デザインショーケース	デジタルポテンシオメータによる電圧-抵抗変換	18
	GPIOエキスパンダによる青色LED用チャージポンプ	19



図は単一セルの2100mAh NiMHバッテリーをハイパワーUSBポートから高速充電する様子を示したものです。ポートから供給される電流は420mAです。(13ページからの記事を参照)

News Brief

マキシム、2005年度の1株当たり利益が対前年度比32%増と発表

Maxim Integrated Products, Inc.(MXIM)は、2005年6月25日までの第4四半期における総売上高が4億40万ドルであったことを発表しました。第4四半期の純利益は1億2,610万ドルで、前年度第4四半期の1億2,470万ドルに対し若干の増加でした。第4四半期の希薄後1株当たり利益は0.37ドルで、前年同期の0.36ドルに対し2.8%の増加です。第4四半期の総売上高、純利益、および希薄後1株当たり利益は、2005年度第3四半期に近い内容でした。

2005年度の総売上高は16億7,200万ドルで、前年度の14億3,900万ドルに対し16.2%増でした。2005年度の純利益は5億4,080万ドルで、2004年度の4億1,980万ドルに対し28.8%の増加でした。希薄後1株当たり利益は、2004年度の1株当たり1.20ドルから2005年度には1株当たり1.58ドルへと31.7%の伸びを示しました。

2005年度第4四半期のフリーキャッシュフローは、2004年度第4四半期の1億1,100万ドル(希薄後1株当たり0.32ドル)に対し、1億4,500万ドル(希薄後1株当たり0.43ドル)でした。ライセンス問題の解決に当てられた一度限りの支払額4,000万ドルを除外して考えると、2005年度第4四半期のフリーキャッシュフローは1億8,500万ドル(希薄後1株当たり0.54ドル)に相当します。

フリーキャッシュフローとは、キャッシュフロー計算書にも記載されているように、営業活動による現金収支(税引き後)から、資産、プラント、および機器への追加投資を減じたものと定義されます。

第4四半期には、現金および短期投資が7,150万ドル増加しました。これは、自社株(普通株)180万株を7,170万ドルで買い戻し、3,270万ドルの配当を支払い、2,090万ドルの設備機器を購入した後の数字です。年度末における現金および短期投資の総額は、14億7,500万ドルでした。売掛金は前四半期から変わらず1億9,230万ドルであり、たな卸資産は830万ドル増えて1億6,780万ドルとなりました。

研究開発費は、2005年第3四半期の8,310万ドル(総売上高の20.8%)に対し、第4四半期は8,490万ドル(総売上高の21.2%)でした。第4四半期における研究開発費の増加は、主として新製品開発を支援するためのエンジニアを追加雇用したことによります。販売/一般管理費は、第3四半期の2,470万ドル(総売上高の6.2%)から、第4四半期は2,340万ドル(総売上高の5.8%)へとわずかに減少しました。販売/一般管理費の減少は、主として第4四半期の訴訟コストが低かったことが原因です。特別損益項目は、2005年度第3四半期、第4四半期ともに総売上高の27.0%でした。

第4四半期の受注総額は約3億9,800万ドルで、これは3億7,300万ドルという第3四半期の水準に対し7%の増加となります。マキシムの受注額は11%増、一方ガラスの受注額は7%減でした。期内納期受注は約1億7,100万ドル(純受注額の43%)で、前四半期の約1億5,600万ドル(純受注額の42%)に対し10%の増加となりました(期内納期受注とは、納期が同一四半期内となる受注で、納品できるだけ在庫を持っていれば同期の売上となる可能性を持つ受注です)。米国を除くすべての地域で受注額が増加しました。第4四半期末の受注残(12カ月以内に出荷予定)は約3億1,300万ドルで、そのうち2006年度第1四半期中の出荷要求のあるものが約2億7,300万ドルでした。

会長兼社長兼最高経営責任者であるJack Giffordは、以下のようにコメントしています。「我々の業界は2005年度に大規模な在庫調整を経験しましたが、弊社は純利益と希薄後1株当たり利益の面で著しい成長を達成することができました。当年度、純利益は約29%の伸びを示し、希薄後1株当たり利益はほぼ32%増でした。」

「マキシムは依然として、アナログミックスドシグナルの業界において最も数多くの革新的デバイスを生み出している企業の1つです。しかし、数だけの問題ではありません。マキシムの新製品のうち2つが、Product of the Year Award(年間最優秀製品賞)を受賞したのです。まず、デジタルビデオイコライザ製品がElectronic Products誌のProduct of the Year Awardを受賞しました。また、低コスト・高精度アナログ出力温度センサ製品も、analogZONEから同様の賞を受賞しました。これらの2つの製品は、アナログに関するマキシムの幅広い専門技術を示すものです。」

「当社取締役会は、今四半期の配当を0.10ドル/株にすることを決定しました。配当は、2005年8月15日現在の株主に対し、2005年8月30日に支払われます。」

セーフハーバー(個人情報保護)関連情報を含むQ405プレスリリースの完全版は、japan.maxim-ic.com/NewsBriefをご覧ください。

MaximのロゴはMaxim Integrated Products, Inc.の登録商標です。DallasのロゴはDallas Semiconductor Corp.の登録商標です。
© 2005 Maxim Integrated Products, Inc. All rights reserved.

集積型DC対数アンプ

半世紀以上にわたって、エンジニアは信号圧縮と計算に対数アンプを使用してきました。計算を必要とするアプリケーションでは、ほとんどの場合デジタルICが対数アンプに取って代わりましたが、信号の圧縮には現在も対数アンプが使われ続けています。そのため、ビデオ、光ファイバ、医療、検査と測定、およびワイヤレス分野の多くのシステムで、対数アンプは依然として主要コンポーネントの1つになっています。

その名が示すとおり、対数アンプは入力に関連した出力を数学の対数関数で表します(対数の底が異なる関数同士は定数によって結びつけられるため、底は重要ではありません)。対数関数を利用することによって、システムが遭遇する信号のダイナミックレンジを圧縮することが可能です。広いダイナミックレンジを持つ信号を圧縮することには、いくつかの重要なメリットがあります。対数アンプを使わないと高ビット数ADCが必要になるような場合、多くは対数アンプと低ビット数ADCの組み合わせによって基板スペースとシステムコストを削減することができます。さらに、低ビット数のADCであれば対象のシステムやその中のマイクロコントローラに最初から含まれていることが少なくありません。測定値をデシベルで評価するアプリケーションや、センサが指数関数的またはそれに近い伝送特性を示すアプリケーションが数多く存在しますが、これらのアプリケーションでも対数パラメータへの変換が有効です。

1990年代、特定の光通信アプリケーションにおける光強度の測定用として、光ファイバ通信業界が対数アンプ回路を使い始めました。それ以前は、高精度な対数アンプICは高価で、しかもかさばるものであり、そうした代価が正当化されるような電子システムはごく一部でした。それらのICソリューションに対する唯一の代替品は、ディスクリート部品で構成された対数アンプでした。ディスクリート部品による対数アンプは、さらに多くの基板スペースを消費する上に、温度変化に敏感であることが多く、慎重な設計と基板レイアウトが要求されました。また、広範囲な入力信号に対して適正な動作を保証するためには、高度にマッチングの取れた部品が必要でした。それ以来半導体メーカー各社は、温度感受性を抑え機能を追加した、より小型でコストを抑えた集積型対数アンプ製品を開発してきました。

対数アンプの分類

対数アンプには大きく分けて3つのクラスがあります。第1のクラスであるDC対数アンプは、伝統的におよそ1MHzまでの帯域幅でゆっくり変化するDC信号に対して動作します。議論の余地なく、pn接合が本質的に備える対数的な電流-電圧変換特性を使用するのが最も一般的です。これらのDC対数アンプは単極の入力(電流または電圧)に対し

て動作し、しばしばダイオード、トランスダイオード、トランスリニア、およびトランスインピーダンス対数アンプと呼ばれます。電流を入力とすることから、DC対数アンプは広いダイナミックレンジを持つ単極フォトダイオード電流(絶対値またはレシオメトリック)の監視に広く使用されています。フォトダイオード電流の監視は、光ファイバ通信機器で必ず必要になるのに加えて、様々な化学的および生物学的サンプル処理装置でも使われています。上記の用法以外にも、RC回路が持つ時間と電圧の対数的関係に基づくものなど、いくつかの種類DCベース対数アンプが存在します。しかし、それらの回路は信号に依存して分解能や変換時間が大きく変化するなど複雑化しやすいのが一般的であり、温度感受性も高くなります。

第2のクラスの対数アンプは、ベースバンド対数アンプと呼ばれるものです。この回路クラスは、(ある種のオーディオ/ビデオ回路で一般的な)AC信号の圧縮が要求されるアプリケーションで使用され、急速に変化するベースバンド信号に対して動作します。このアンプは、それぞれの瞬間における入力信号の対数に比例する出力を提供します。ベースバンド対数アンプの特別な形として、「真の対数アンプ」があります。これは、双極の入力に対して、入力の極性を維持した形で圧縮された出力電圧を提供するものです。真の対数アンプは、無線IF段や医療用の超音波受信回路でダイナミックレンジ圧縮に使用される場合があります。

最後の、第3のクラスの対数アンプは、復調対数アンプ、または連続検出対数アンプです。このクラスの対数アンプは、RF信号の圧縮と復調の両方を行い、整流された信号のエンベロープを対数で出力します。復調対数アンプは、受信したRF信号強度を測定して送信機の出力電力を制御するために、RFトランシーバアプリケーションで広く使用されています。

古典的なDC対数アンプ

古典的なpn接合ベースのDC対数アンプの場合、バイポーラトランジスタを使ってI-Vの間に対数関係を作ります。図1に示すように、オペアンプの帰還パスにバイポーラ接合トランジスタ(BJT)を配置します。使用するトランジスタの種類(npn型またはpnp型)によって、対数アンプはそれぞれ電流シンクまたは電流ソース回路になります(図1aおよび1b)。オペアンプは、負帰還を通して有効な入力電流がすべてBJTのコレクタを通して取り出されることを保証するのに十分な出力電圧を、BJTのベース-エミッタ接合に印加します。フローティングダイオードでは、オペアンプの出力電圧に換算オフセットが含まれることになるため注意してください。ベース接地型では、この問題はありません。

入力にシリーズ抵抗を付加することによって、このDC対数アンプを電圧入力デバイスとして機能させることもできます。オペアンプの仮想接地を基準として、入力電圧がそれに比例する電流に抵抗を通して変換されます。明らかに、正確な電圧-電流変換を実現するためには、オペアンプの入力換算オフセットを最小化しなければなりません。バイポーラトランジスタによるアプローチは温度変化に敏感ですが、後述の通り、基準電流とオンチップ温度補償の

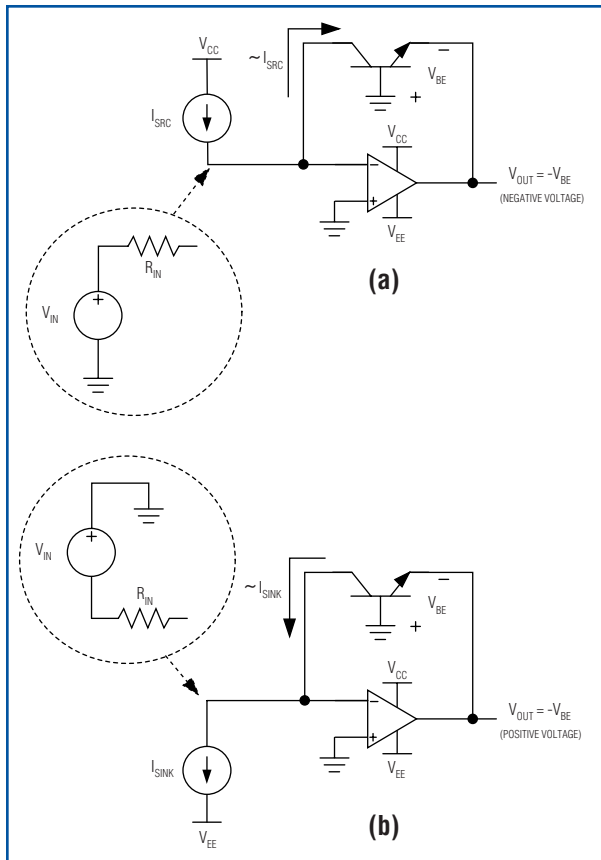


図1.(a) BJTを用いたDC対数アンプの基本構成には、負の出力電圧を発生させるシンク電流があります。

(b) BJTをnpn型からpnp型に変えることで対数アンプが電流ソース回路になり、出力がプラスになります。

使用によって、この感受性を大幅に低下させることが可能です。

詳細

図2の回路は、 I_{IN} と I_{REF} という2つの入力を持つBJT対数アンプを示しています。前節で述べたように、 I_{IN} に流れる電流によって、オペアンプ A_1 はそれに対応する出力電圧を生じることになります：

$$V_{OUT1} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \approx \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{IN}}{I_S}\right) \quad (式1)$$

ただし、

$$k = 1.381 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$$

$$T = \text{絶対温度}(^\circ\text{K})$$

$$q = 1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$$

I_C = コレクタ電流(mA、または I_{IN} および I_S と同じ単位)

I_{IN} = 対数アンプの入力電流(mA、または I_C および I_S と同じ単位)

I_S = 逆方向飽和電流(mA、または I_{IN} および I_C と同じ単位)

(式1において、 \ln は自然対数を表しています。以後の式では、10を底とする対数を Log_{10} で表します。)

この式は、 V_{OUT1} が I_{IN} に対して対数的依存性を持つことを明確に示していますが、項 I_S および kT/q は温度に依存しており、そのため V_{BE} 電圧に大きな変動幅をもたらされることとなります。 I_S によって生じる温度依存性を排除するため、 A_3 とその周囲の抵抗によって構成される差動回路を使って、 V_{OUT1} から第2の接合電圧を減じてやります。この第2の接合電圧は、 I_{REF} が入力電流になる点を除いて V_{OUT1} とほぼ同じ方法で作られます。適正な相殺効果を得るためには、2つの接合を形成するトランジスタが互いにほぼ等しい特性を備えなければならず、緊密に熱的接触させる必要があります。

$$V_{OUT} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_S}\right) - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) \quad (式2)$$

$$= \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) \quad (式3)$$

$$= \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}}\right) \quad (式4)$$

$$= \frac{kT}{q} \ln(10) \log_{10}\left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}}\right) \quad (式5)$$

I_{REF} が存在することには、2つのメリットがあります。第1に、x軸の「対数切片」電流(対数アンプの出力電圧が理論上ゼロになる電流)を任意に設定可能です。第2に、絶対値の測定に加えてレシオメトリックな測定が可能になります。レシオメトリック測定は、減衰された光源を基準光源と比較しなければならない光センサや光システムで頻繁に使用されます。

式5は、 V_{DIFF} が絶対温度に比例(proportional to absolute temperature : PTAT)しているため、さらに温度の影響があります。後続の温度補償回路(通常は、ゲインの一部として測温抵抗体 [resistive temperature detector : RTD] またはそれに類する素子が組み込まれた追加のオペアンプ

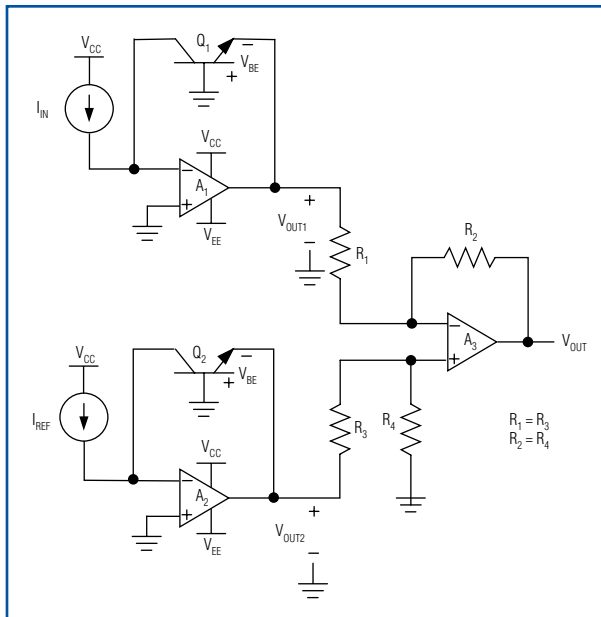


図2. 基本的なBJTベースの入力構造を2組使用する場合、 V_{OUT1} から V_{OUT2} を引くことによって出力から I_S の温度依存性を取り除きます。残った[PTAT]依存性は、適切に選択したRTD(測温抵抗体)と差動アンプのゲイン設定抵抗を使うことによって最小化することができます。

増幅段)を付加することで、残留PTAT誤差を実質的に除去でき、理想的な対数アンプの関係が得られます：

$$V_{OUT} = K \log_{10} \left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}} \right) \quad (式6)$$

ただし、Kは対数アンプゲインとも呼ばれる新しいスケールファクタ定数です(単位はV/桁)。比 I_{LOG}/I_{REF} の \log_{10} を取ると I_{LOG} が I_{REF} の何桁上または下であるかが決まるため、それにKをかけることによって求めるボルト数が得られます。

集積型の設計はDC対数アンプに最適です。温度に依存する主要なコンポーネントを同じ物理的回路に配置することができるため、それらのコンポーネントの優れた温度トラッキングが得られるためです。さらに、製造中に様々な残留誤差を除去することも可能です。残留誤差がある場合は、通常、対数アンプのデータシートに明記されています。

現代のDC対数アンプ

図3の機能ブロック図は、典型的な現代型DC対数アンプであるMAX4206を示したものです。旧世代と同様、今日のDC対数アンプも、オペアンプ入力構造、BJT帰還、差動アンプ、および温度補償を備えています。エミッタの負の駆動電圧を排除するため、BJTトランジスタの回路接続を見直すことで単一電源動作を可能にしています。後続のゲイン、オフセット調整、場合によってはPID制御の

ために、汎用のオペアンプが引き続き広く使用されています。

旧世代の製品と比べて、現代の対数アンプはより小さなパッケージにすべてのエレクトロニクスが組み込まれています(MAX4206の場合、4mm x 4mmの16ピンTQFNパッケージで提供されています)。2001年以前は、市販のDC対数アンプはピン数14から24のずっと大きなDIPパッケージしかありませんでした。それらの旧世代コンポーネントには、20ドル~100ドルという高額な値段が付けられていました。それらに代わる今日の製品は、5ドル~15ドルの範囲で容易に手に入ります。

単一電源動作は、一部の現代的DC対数アンプが備え始めた新たな改良点の1つであり、単一電源のADCやシステムでの使用に適したものとなっています。MAX4206は、+2.7V~+11Vの単一電源または $\pm 2.7 \sim \pm 5.5V$ のデュアル電源のどちらでも動作可能です。単一電源動作の結果として、これらの単数アンプではロギングBJTに対する適切なバイアスを維持するため、入力端子に典型的な0.5Vのコモンモード電圧を印加するのが一般的になっています。これらの対数アンプは電流入力デバイスであるため、ほとんどの電流測定アプリケーションでは内部生成されるこのコモンモード電圧が普通問題になることはありません。

現代のほとんどのDC対数アンプでは、オンチップの電流基準が存在するのが非常に一般的になっています。この基準を対数アンプの基準入力に接続することによって、対数アンプの主電流入力に与えられる電流を、レシオメトリックではなく絶対値で測定できるようになります。MAX4206の場合、0.5VDCの電圧源、電圧-電流変換回路、および10:1カレントミラーを使って基準電流を取得しています。任意の基準電流をプログラムするには、外部抵抗が必要です。

これもDC対数アンプの新しい機能として、汎用オペアンプのアンプオフセット調整を補助するために、オンチップの電圧基準が提供されることもあります。この基準は、汎用の目的に使用することも可能です。

アプリケーション例

DC対数アンプの最も一般的なアプリケーションが光の測定を伴うものであることは間違いありません。使い方としては主に2つあります。第1の方法では、単一のフォトダイオードをロギング入力に接続し、基準電流を基準入力に接続します。第2の方法では2つのフォトダイオードを使用し、一方をロギング入力に、もう一方を基準入力に接続します。前者では光強度の絶対値測定が必要な場合に使用され、後者では対数レシオメトリック(「ログレシオ」)による光強度測定に使用されます。

この2つの用法を一般化した回路図を図4に示します。図4aは、光ファイバタップ(1%伝送)から発散する光を観測することによって、単一のフォトダイオードで光ファイバチャネルの光を測定するものです。図にはPINフォトダイオードが描かれていますが、応答性をさらに高めるためにアバランシェ・フォトダイオードを使うことも

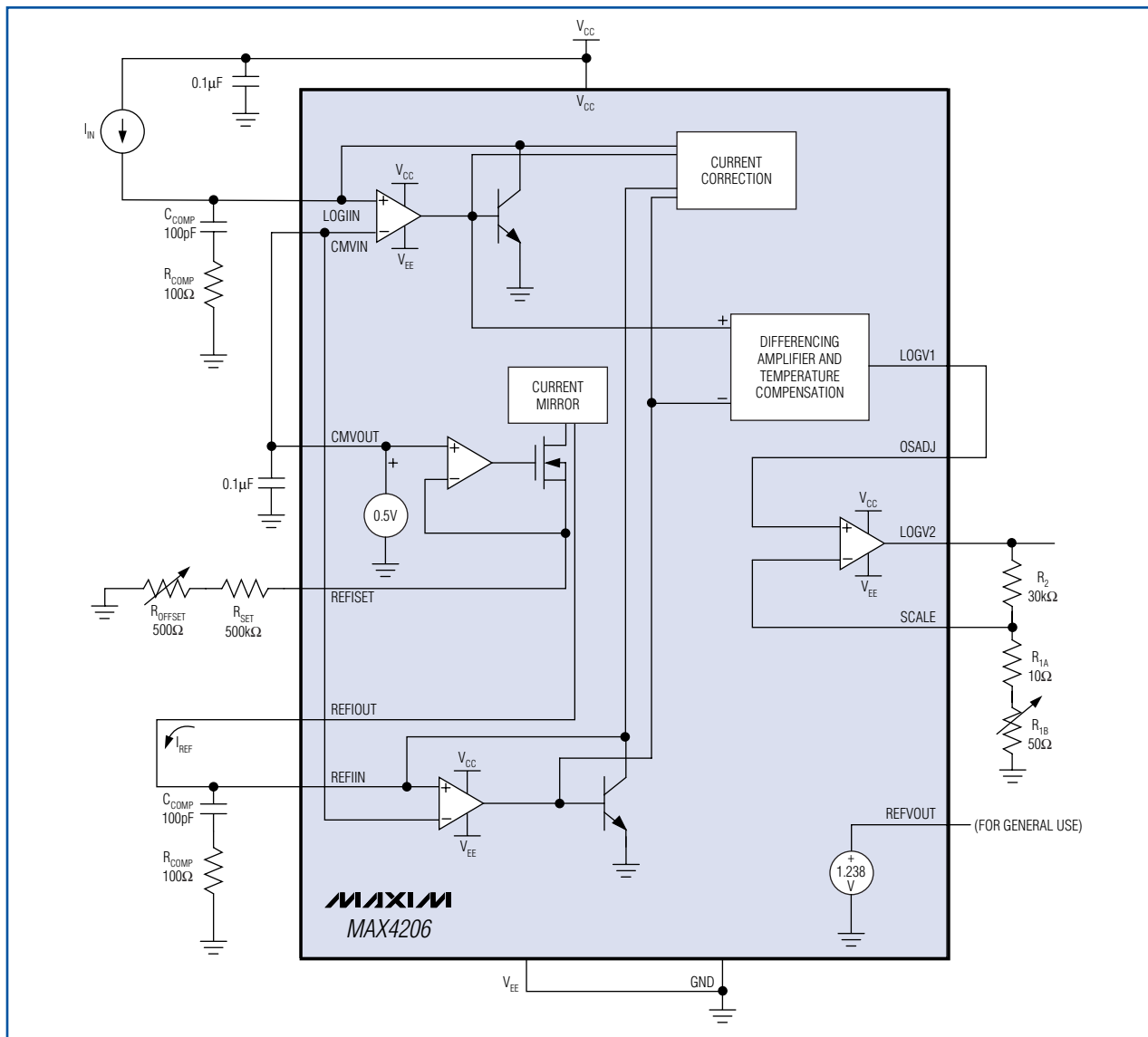


図3. 典型的なDC対数アンプ(MAX4206など)には、トリマポットや出力アンプなどのコンポーネントが集積されています。したがって、ほとんど外付け部品を必要とせずに動作します。

考えられます(フォトダイオードのバイアスに高電圧を使用する場合は、電源について適切な予防措置を取っておく必要があります)。フォトダイオードの出力電流は一般に入射光パワーに比例し(典型的なフォトダイオードの応答性は0.1A/mW)、MAX4206は5桁のダイナミックレンジにわたって動作するため、図のような回路でファイバからの10 μ W~1Wの光強度を高い信頼性で測定することができます。MAX4206は-40 $^{\circ}$ C~+85 $^{\circ}$ Cの温度範囲で動作することが保証されていますが、動作温度と光周波数の変化によってフォトダイオードの性能が大きく影響される可能性があるという点に注意が必要です。

フォトダイオードのアノードが、多くの光ファイバモジュールに見られる高速トランスインピーダンスアンプ(TIA)のような他の回路用に確保されている場合は、フォトダイオードのカソードに高精度カレントミラー/モニタを使用する方法があります。MAX4007シリーズの製品が

このアプリケーションに最適です。詳細については、MAX4206およびMAX4007のデータシートを参照してください。

ロギングアプリケーションで2つのフォトダイオードを使用する場合は、基準光源と、その基準光源から分岐された減衰光源とを比較するのが目的になります。そうすることで、特定の媒体によって生じる減衰を、光源の強度と無関係に(あるいは少なくともわずかな強度の変化で)測定することができます。このタイプのアプリケーションは、多くの光ベースのガスセンサ・アプリケーションに広く見られます。図4bでは、光源の出力が2本の経路に等分されています。第1の経路は基準PINフォトダイオードに入射し、そのアノードがMAX4206のREFIIN入力に接続されます。もう一方の経路はミラーで90 $^{\circ}$ 反射され、試料を通過して(LOGIIN入力に接続された)もう1つのPINフォトダイオードに到達します。基準フォトダイオードからの

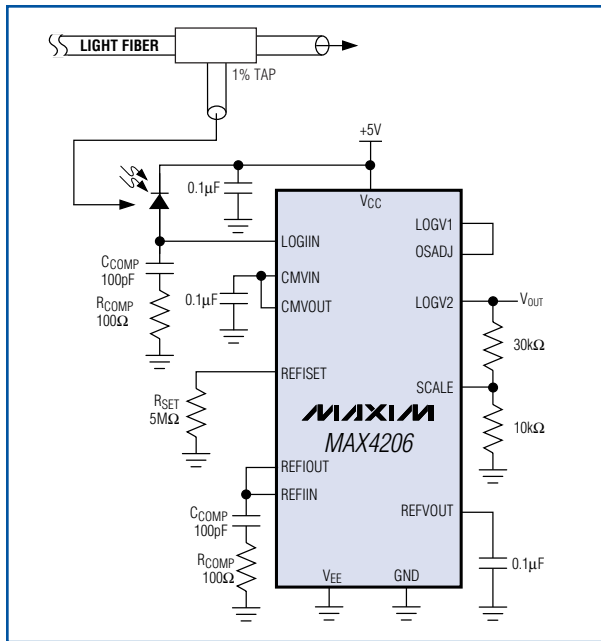


図4a. ログアンプの入力にフォトダイオードを配置することで、光強度を測定するロギングアプリケーションを簡単に作成することができます。

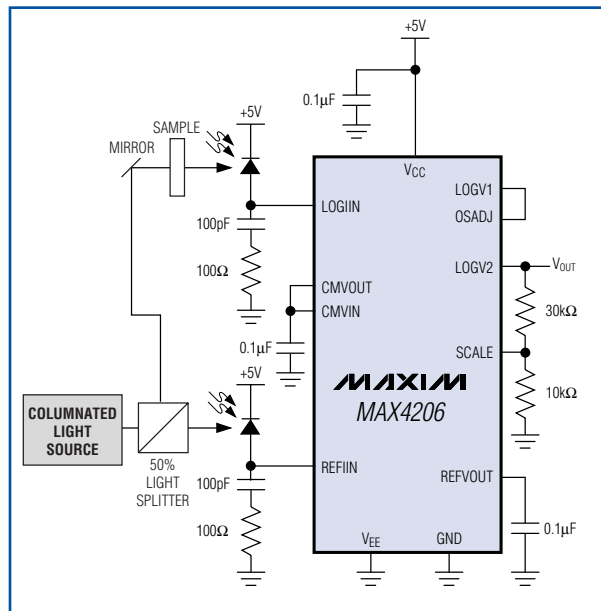


図4b. ログレシオ・アプリケーションでは2つのフォトダイオードを使用し、一般には光の減衰を測定します。

電流の測定値が1mAになるように調整したとき、もう一方のフォトダイオードからの電流は(光が通過する減衰に応じて)1mA以下の値になります。入力電流を1mA以下に固定することで、MAX4206が持つ広い5桁のダイナミックレンジがフルに活用されます。

MAX4206は10nA~1mAの入力電流範囲外では動作の保証がありませんが、この範囲を超えても入/出力間の単調性を維持したまま動作させることが可能な場合が多いということも付記しておきます。

DC対数アンプの誤差原因

今日のDC対数アンプも、依然として旧世代の製品と同じ制約をかかえています。式6は、DC対数アンプの理想的近似式です。可能な限り最も正確な式を得るためには、ゲイン、バイアス電流、オフセット、および直線性の誤差に起因する項も考慮に入れなければなりません。温度と時間に依存するドリフトによってそのような不正確さが悪化する場合、この点が特に重要になります。

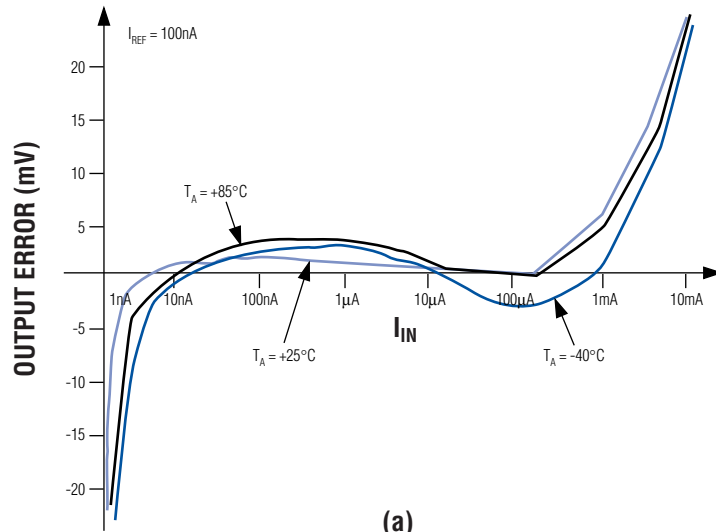
BJTベースのDC対数アンプを表す、より包括的な式は、次式で与えられます：

$$V_{OUT} = K(1 \pm \Delta K) \left[\log_{10} \left(\frac{I_{LOG} \pm I_{BIAS1}}{I_{REF} \pm I_{BIAS2}} \right) \pm (V_{CONF} \pm V_{OSOUT}) \right] \quad (式7)$$

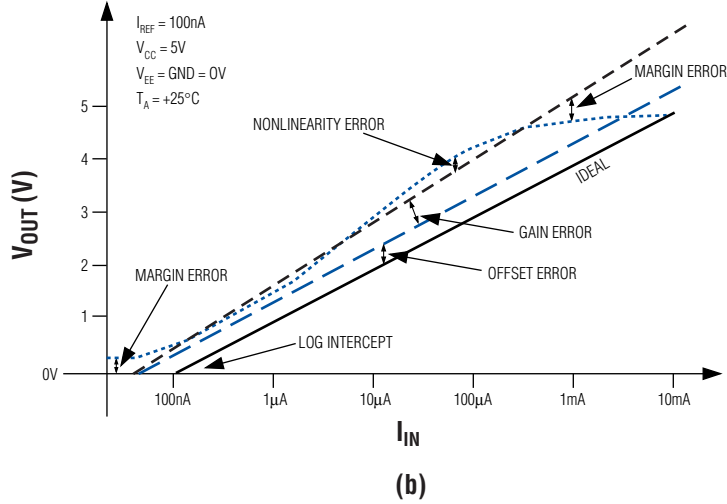
ただし、 ΔK はゲインの変動、 I_{BIAS1} と I_{BIAS2} はそれぞれLOGVIN入力とREFVIN入力に対応するバイアス電流です。 V_{CONF} は対数適合誤差、 V_{OSOUT} は出力基準オフセットです。 K 、 I_{LOG} 、 I_{REF} 、および V_{OUT} は以前の定義と同じです。多くのアプリケーションでは、バイアス電流に伴う誤差は入力電流および基準電流に比べて非常に小さく、したがって通常は誤差の式から省略します。対数適合誤差は、式6の理想的な対数関係からの最大偏差として定義されます(他の誤差原因をすべてゼロと仮定)。理想的プロット線からのわずかなずれを容易に調べられるよう、この誤差はしばしば差分形式で表されます(図5(a))。

すぐには気づきにくいですが、基準電流 I_{REF} には初期の不正確性、温度ドリフト、および経時関連のドリフトが含まれる可能性があり、大きな誤差原因になりかねません。対数アンプの動作の全体的誤差を見積もる場合は、そのような誤差を含める必要があります。

これらの非理想的な変動の影響を示したものが図5(b)の変換曲線です(分かりやすくするため、これらの影響を強調してあります)。黒の実線で示したのが、対数切片100nA、ゲイン1V/桁の理想的な/望ましい式です。出力オフセット誤差による黒の実線から上または下へのずれを青の破線が示しています。オフセット誤差でずれた変換特性がゲイン誤差によって回転された状態を示すのが、黒の破線です。青の点線は、非直線性誤差と出力マージン誤差を含めた場合の影響を示します。



(a)



(b)

図5. (a) 典型的な対数適合誤差のグラフは、入力電流と動作温度の関数として示されるのが一般的です。(b) 式7に含まれる様々な誤差が対数変換機能に与える影響を示します。明確化のため誤差を誇張してあります。

実際には、対数アンプのメーカーはこの節で取り上げた誤差の多くを最小化しています。それに加えて調整と温度監視を行うことで、設計者はこれらの誤差による影響をさらに減少することができます。設計者は通常、対数アンプの出力をデジタル化した後で、較正表を使ってこれらの修正を実施します。

DC対数アンプの設計

DC対数アンプの性能は、それが含まれている回路の性能によって左右されます。優れた設計とレイアウト技術によって、入力漏れ電流とコンポーネント間の熱変位を最小化することができます。しかし、ほとんどの対数アンプアプリケーションで要求される性能を保证するには、特に一定範囲の入力電流および温度にわたって動作

させる場合、優れた設計とレイアウトだけで十分なことはまれです。アプリケーションの要件と動作環境に応じて、累積誤差を最小化するための適切な較正処置を施す必要があります。

以下、DC対数アンプを設計する際に考慮すべき手法を上げておきます。

1点較正 これは、実質的に図5(b)の生の性能曲線(青の点線)を上下に平行移動し、理想的性能曲線(黒の実線)と一点で交わるようにする「最低限の」技法です。標準的な動作温度で、公称の入力電流と基準電流を対数アンプのそれぞれの入力に印加します。その結果得られる、望ましい結果からの偏差を、通常の動作時に実際の対数アンプの出力から減じます。

長所: 較正が短時間で終わり、製品の最終テスト中に実施することができ、必要な計算量も少なく済みます。単一のトリマ抵抗を使ってアナログ領域で較正を行うことも可能です。

短所: ゲインとオフセットの誤差を一緒にした、単一の、過度に一般化された補正を行うことになり、入力および温度が較正時の条件から変化すると、補正値の有効性が失われます。

2点較正 この手法は前述のものに比べ若干複雑ですが、はるかに良い結果が得られます。図5(b)の青い点線に対して実質的に回転と上下の平行移動を行い、望ましい黒の実線に近づけます。この場合も、標準的な動作温度を選んでおく必要があります。入力電流は、所定の動作範囲をカバーするようにします。較正と動作の両方に単一の基準電流を使うと、手順を大幅に簡略化することができます。

長所: 較正が比較的短時間で終わり、ゲインとオフセットの誤差が大幅に減少します。較正は、ゲインとオフセットの計算を適用することによってデジタル領域で行うか、またはゲインとオフセットのトリマ抵抗を使ってアナログ領域で行うことができます。

短所: 入力と温度が変化すると補正値の有効性が失われます。

多点較正 この手法では、主要なサンプル点に基づく較正データの表を作成します。サンプルは単一の動作温度で取得します。サンプル点の間を内挿補間することで補正を行います。

長所: 十分な数の入力条件を戦略的に選択すれば、ゲイン、オフセット、および非直線性の各誤差を大幅に最小化することができます。

短所: 何からの内挿補間が必要になり、処理に伴う計算量が増大します。入力と温度が変化すると較正の有効性が失われます。

温度調整付き較正 多点較正に似ていますが、この手法では試験温度も考慮に入れるため、自由度が増します。

長所: この手法は、ゲイン、オフセット、非直線性、および温度による変動が全体の誤差に与える影響を大幅に低減します。高性能で少量生産の製品に適した手法です。

短所: 温度の範囲があるために、最終製品テスト中の較正時間がはるかに長くなります。サンプルデータの多次元内挿補間に伴って、必要な計算リソースが大幅に増大します。温度監視回路の追加も必要になります。

適切な入力マージンの確保 対数アンプの出力は電源レールの近傍で動作させるべきではありません。対数アンプの出力は、これらのレールの近くでは限られたソース/シンク能力しか持たないからです。基準電流

付近またはそれ以下の電流、あるいは最大入力電流付近の電流を測定しようとするときには、このアドバイスを忘れがちです。予想される最低の入力電流よりも低い基準電流を選択してください。最大入力電流を流したときに対数アンプの最大出力電圧に達しないようにゲインを設定します。デュアル給電の対数アンプも役立ちます。ほとんどの設計では、入力電流と基準電流を同一にすると出力がスケール中央になるからです。

長所: 極端な入力条件下での精度と応答時間が増大します。

短所: 使用可能な出力レンジがわずかに減少します。

部品の選択 同一種類で低温度係数を持つ外付け抵抗を使用します。抵抗の絶対値が性能に影響する場合(たとえば基準電流生成回路など)、これが特に重要になります。ゲインやオフセットなど抵抗比に影響されるパラメータは、一般に温度変化による影響をそれほど受けません。補償部品の温度安定性は一般にあまり重要ではありません。小電流を測定する際の漏れ問題を避けるため、低漏洩のPC材料も検討すべきです。

長所: 外付け部品によって生じる余計な性能低下を最小限にできます。

短所: 低温度係数の部品は一般に若干高価ですが、提供される性能の向上を考えると、コストをかける意味は十分にあります。

均一な温度露曝 対数アンプ回路のどの部分も、回路の他の部分と大きく異なる温度にさらすべきではありません。この点に注意することで、温度によって生じるすべての回路の変化がより緊密に追従し合うことを保証することができます。

長所: それ以上の自由度が較正プロセスで排除されます。

短所: レイアウトの引き回しや全体的な回路サイズの面で不都合が生じるかもしれません。

結論

要約すると、DC対数アンプは、特定のアナログ設計に最適な小型で使いやすいコスト効率に優れた回路に進化しています。対数関数が幅広いダイナミックレンジの信号を都合良く圧縮し、(準)指数変換関数を使ってセンサを線形化します。対数関数によって作られる圧縮によって、広ダイナミックレンジ信号のデジタル化に必要なADCのビット数が減少します。DC対数アンプICの回路の構築は単純明快であり、わずかな手間で最適化することができます。較正手順によって対数アンプの性能を強化することができますが、すべてのアプリケーションに必要というわけではありません。

計時の正確さー 自動的かつ 低コストで

温度変化に対する水晶振動子の劣悪な特性のために、電子的な計時は常に高水準の正確さを欠いてきました。32.768kHzの水晶振動子によってもたらされる正確さを向上させるために、数多くの手法が適用されてきました。この記事では、較正なしの単体型リアルタイムクロック(RTC)なみの価格で比類ない計時精度を提供する、高度に集積化されたデバイスについて解説します。このデバイスは現行の精度改善手法を時代遅れにし、正確な計時を贅沢品ではなく標準にします。

「人は遅れることがあるが、時間は決して遅れない。」

- ベンジャミン・フランクリン

もしもベンジャミン・フランクリンが水晶振動子とRTCを使って時刻を管理しなければならなかったら、自分の発言を考え直したかも知れません。温度変化に対する水晶の不正確さのため、時間が遅れて(また時には進んで)いるように見えるのが普通だからです。

ほとんどの電子アプリケーションでは、32.768kHzの水晶音叉振動子を備えたRTCが標準的な計時基準となっています。RTCは秒を数えることによって時刻と日付を保持しており、それには32.768kHzの水晶振動子から抽出される1Hzのクロック信号が必要になります。現在の時刻と日付の情報が1組のレジスタに格納され、通信インタフェースを通してそれにアクセスします。

問題点

RTCを計時に使用すること自体には、何も問題はありません。しかし、時間の精度は使用する基準の精度によって制限されます。残念ながら、一般的な32.768kHzの音叉水晶振動子はあまり幅広い温度範囲にわたって高い精度を提供しません。温度に対する放物線状の特性(図1)から、室温(+25°C)におけるこの精度の一般的な値は±20ppmになります。これは1日当り1.7秒、1年で10.34分の進みまたは遅れに相当します。図1が示すように、より極端な高温下および低温下では精度がさらに低下します。これらの温度における一般的な精度は、150ppmを大幅に下回ります(150ppmは、1日ほぼ13.0秒、年に1.3時間以上の遅れに相当します)。

特定の周波数と温度における一般的な水晶の周波数偏差(Δf)は、次式で与えられます：

$$\Delta f/f = k(T - T_0)^2 + f_0$$

ただし、 f は水晶の公称周波数、 k は曲率定数、 T は温度、 T_0 は転移温度、そして f_0 は室温での周波数偏差です。

この方程式を分析すると、温度に対する個々の水晶の周波数特性を支配するのは3つの変数だけであることが分かります。すなわち、曲率定数、転移温度、および室温での周波数偏差の3つです。温度に対する周波数偏差の放物線の性質に最も大きく影響するのは曲率定数ですが、この定数には非常に小さな偏差しかありません。転移温度の違いによって、偏差曲線が左右に平行移動します。室温での周波数偏差の違いによって、曲線が上下に平行移動します。

様々なソリューション

計時の正確さが要求されるアプリケーションにとって、水晶の不正確さを改善するための選択肢は限られていました。アプリケーションが計時の精度を改善する方法として、水晶振動子の選別、内蔵型水晶振動子、較正レジスタ、または温度補償付き水晶発振器の利用があります。

水晶振動子の選別

計時を改善する1つの選択肢は、室温での精度が指定範囲内に収まる水晶振動子をサプライヤに提供させることです。そのためには、サプライヤが出荷前に個々の水晶振動子の室温における周波数偏差を分析する必要があります。当然この選別手順によって、水晶振動子のコストが上昇することになります。この手法は、水晶振動子の精度曲線が持つ放物線の性質には何の影響も及ぼしません。

そうした選別プロセスを水晶振動子のメーカーが使うことによって、室温での精度を±20ppmから±10ppmまたは

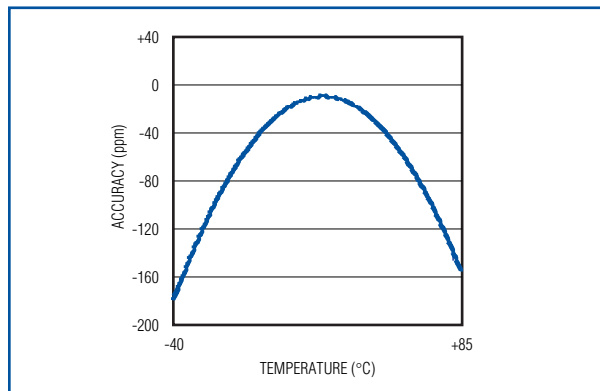


図1. 一般的な32.768kHzの音叉水晶振動子について温度と精度の関係を示したグラフ

±5ppmに改善したサブセット製品を提供することも考えられます。これらの「上級品」水晶振動子でも、高温下や低温下での大きな不正確さは残ります。精度のレベルと負荷容量の要件によっては、歩留まり損失が発生する可能性もあります。これは、合格品の数量不足につながります。

また、最初に水晶をカットする角度によって、メーカが水晶の転移温度を制御することも可能ですが、この方法は実用的ではなくコストがかさみます。水晶メーカは自動化されたプロセスを多数使用していますが、それでも需要に追いつくのに苦労している状況です。非標準的な部品のために生産の流れを中断するようメーカを説得できる見込みは低いと思われます。

内蔵型水晶振動子

水晶振動子の選別プロセスをさらに一歩進めて、音叉水晶振動子を計時デバイスと同じパッケージ内に取り込んでしまい、水晶を提供するデバイスメーカもあります。内蔵型水晶振動子の提供によって、水晶振動子の調達にまつわる問題がなくなり、設計者の作業負荷が軽減されます。また、水晶振動子のパラメータを計時デバイスの要件に合わせる手間も減り、プリント回路基板(PCボード)のレイアウトに関する問題も減少します。

垂直統合されていない企業の場合は、水晶振動子のパラメータを測定したり調整することができません。これらの企業はサプライヤから水晶振動子を購入して、ダイと水晶振動子を単一のパッケージに組み立てることになります。この場合、精度の改善は期待できません。ガラスセミコンダクタでは、このタイプの内蔵型デバイスをDS1337C、DS1338C、DS1339C、DS1340C、およびDS1374Cとして提供しています。これらは、高水準の精度を要求されないアプリケーション向けの優れたRTCです。

自社で水晶振動子を製造している企業では、より小さな密閉容器に水晶ブランク(パッケージングされていない水晶)を収め、特定の精度要件に合わせてブランクをトリミングすることができます。この手法では放物線は変化せず、室温での精度が若干改善されるだけです。高温および低温での改善は、無視できる程度です。この手法の欠点は、セラミックパッケージと水晶のトリミングによってソリューション全体のコストが上がってしまうことです。

温度補償

広範な温度範囲にわたって計時の正確さを達成するためには、何らかの温度補償が必要になります。温度補償を行うには、温度を定期的に計測し、その後で温度の測定値にしたがって水晶の負荷またはクロックソースを調整する必要があります。

温度補償は2つの方法のいずれかで行うことができます。第1の選択肢は、温度センサと、何らかのアナログまたはデジタル式クロック較正機能を備えた計時デバイスを使って、温度補償アルゴリズムを開発する方法です。この方法では、開発と較正に大規模な投資が必要になります。

第2の選択肢は、既製品の温度補償付き水晶発振器(temperature-compensated crystal oscillator: TCXO)をRTCのクロックソースとして使用する方法です。

較正レジスタ

DS1340など、一部のRTCはデジタル較正レジスタを備えており、離散量で定期的に時刻を調整することができます。この手法では水晶の動作は一切変えようとせず、その代わりに所定の温度において予想される周波数偏差にしたがって定期的に時刻を調整します。これによって、所定の温度で精度0.0ppmに近づくように32.768kHzの放物線を上下に平行移動する効果が得られます。これは、発振器の分周器チェーンのクロックサイクルを増減することで実現します。除去(負方向の較正のために減算)または挿入(正方向の較正のために加算)するクロックパルスの数は、較正レジスタ内の値で設定します。クロックパルスを増やすことで時間が加速(水晶の曲線が上昇)し、クロックパルスを減じることで時間が減速(水晶の曲線が低下)します。図2は、典型的な水晶の曲線が上方に平行移動され、精度が0.0ppmに近づく様子を示しています。この例では、温度の測定値は+55°Cです。

較正レジスタ付きのRTCを温度センサと組み合わせることで、単一の特定温度において-2.034ppm~+4.068ppmの精度レベルを達成することができます。全体の調整幅は-126ppm~+63ppmです。したがって、極端な高温および低温では、0.0ppmを達成することができるところまで曲線を調整するのは不可能です。温度の測定、新しい較正レジスタ値の計算、および適切なRTCレジスタの調整を定期的に行うために、プロセッサのオーバヘッドが必要になります。

この手法の大きな障害は、工場での較正作業が必要になることです。水晶の動作は個々に異なるため、所定の温度範囲についての独自の較正表がそれぞれの計時デバイスごとに不可欠です。そうした作業に必要な人手と時間の量が厄介な問題になる可能性があります。較正データを格納するために一定量の不揮発性メモリも必要になり、全体のコストが増大します。さらに、これらの補償値では水晶につきものの経時変化を補償することはできません。経時変化は、最初の1年だけで±3ppm近くになる場合もあります。

較正レジスタによる方法では、温度の変化に対する自動的な調整は提供されませんが、段階的な精度の向上は提供されます。しかし、この手法はコストに見合うでしょうか？

温度補償付き水晶発振器

計時精度を大きく改善するもう1つの選択肢は、DS32kHzのような32.768kHzの温度補償付き水晶発振器(TCXO)を単体型RTCのクロックソースとして使用する方法です。これらのTCXOは工場で較正されており、最高±7.5ppmの精度を工業用温度範囲(-40°C~+85°C)での提供が可能です。TCXOには、水晶の曲線が温度変化に対して示す放物線的な性質を平坦化する効果があります(図3)。

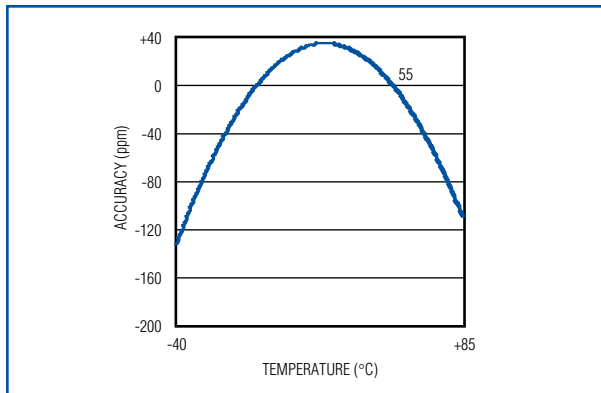


図2. 典型的な水晶の曲線を、精度が0.0ppmに近付くまで上方に平行移動します。

TCXOにはセンサが内蔵されており、デバイスの温度を定期的に測定します。その測定値を使ってルックアップテーブルにアクセスし、その出力を使って、内蔵された32.768kHzの水晶振動子が0.0ppmの精度を達成するための負荷容量が計算され適用されます。ルックアップテーブルはTCXO上に存在しており、外部入力はありません。

水晶振動子の製造にあたっては、データシートに記載されている特定の負荷容量に合わせた最適化が行われます。実際の負荷容量が仕様と一致していない場合は、結果として公称周波数からのずれが生じます。TCXOは、精度を向上させるためにこの事実を利用します。特定の水晶について各温度での周波数偏差の量が分かっている場合は、TCXOは負荷容量を調整して、温度に依存する周波数偏差を補正することができます。

既製品のTCXOを使うメリットは、アルゴリズムの開発も工場での較正も必要ないという点です。デメリットは、マルチチップソリューションであるため、余分なコストとPCボード面積が要求されることです。

最も正確なソリューション — RTC/TCXO/水晶の集積化

理想的な精度を持つ計時デバイスは、RTC、TCXO、および水晶振動子を単一のパッケージに封止したものです。DS3231Sがそうしたデバイスであり、0°C~+40°Cの範囲で±2.0ppmという比類ない精度を提供します。これは、1年間で±1.0分強に相当します。-40°C~0°Cと+40°C~+85°Cでの精度は±3.5ppmであり、これは±1.8分/年に相当します。このデバイスのワーストケースでの精度を図4に示します。前節で述べた通り、内蔵されたTCXOは水晶の曲線が温度変化に対して示す放物線的な性質を平坦化します。

前述のDS32kHzによるTCXO方式と同様、集積化されたDS3231Sも工場での較正され、顧客による較正や開発作業を必要としません。この単一パッケージソリューション

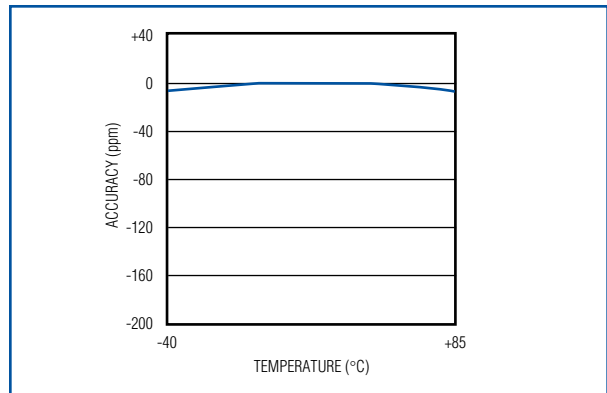


図3. TCXOを使用することによって水晶の曲線が平坦化されます。

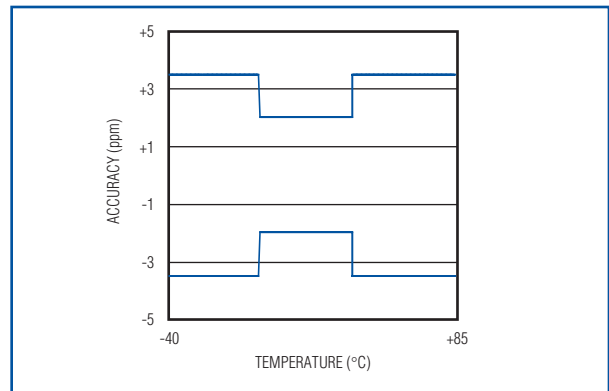


図4. RTC/TCXO/水晶振動子が内蔵されたDS3231Sのワーストケースの精度

ションは、より小さな面積と少ないコストで同じ機能を提供します。

単体型のTCXOと違って、この集積化されたデバイスのレジスタにはシリアルインタフェースポート経由でアクセスすることが可能です。オンチップの経時レジスタが負荷容量と温度補償の調整を行います。これによって、アプリケーションは水晶の経時変化による精度の低下も補償することができます。

結論

TCXO、RTC、および32.768kHz水晶振動子が単一デバイスに集積化される以前は、計時の精度を必要とするアプリケーションには限られた選択肢しかありませんでした。利用可能な選択肢はすべて開発作業、工場での較正、および追加コストの何らかの組み合わせを要求しました。TCXO/RTC/水晶振動子を単一パッケージに集積化したDS3231Sの登場で、±2.0の計時精度はもはや贅沢品ではなくなり、すべてのアプリケーションで利用可能になりました！

USBからの バッテリー充電

USB(Universal Serial Bus)ポートは、電源とグランドを備えた双方向のデータポートです。外付けドライブ、メモリデバイス、キーボード、マウス、無線インタフェース、ビデオおよびスチルカメラ、MP3プレーヤ、およびその他無数のエレクトロニクス製品を含む、あらゆる種類の周辺機器をUSBに接続することができます。これらのデバイスの多くはバッテリー動作であり、その一部はバッテリーを内蔵しています。USBが広く利用可能になったことで、バッテリー充電の設計に独特の機会が(そして難題も)生まれました。この記事では、単純なバッテリー充電器とUSB電源を接続する方法を説明します。ここではUSB電源バスの電圧、電流制限、突入電流、コネクタ、およびケーブル配線を含む特性について取り上げます。ニッケル水素(NiMH)およびリチウムのバッテリー技術、充電方式、および充電終了手法の概要も取り上げます。NiMHセルをUSBポートからスマート充電する完全な回路例と充電データも示します。

USBの特性

どこにでもあるUSBバスは、あらゆる種類の低消費電力エレクトロニクス機器向け電源として、大きなチャンスを提供します。USBバスの電力線は主電源から絶縁されており、比較的良好に安定化されています。しかし、利用することのできる電流の制限、負荷とホストまたは電源との間に相互作用があります。

USBポートは、90Ωの双方向差動シールドのツイストペア線、V_{BUS}(+5V電源)、およびグランドで構成されます。この4本の導線が、アルミ箔の内部シールドと編組の外部シールドでシールドされています。USB規格は現在USB 2.0となっており、USB策定団体(www.USB.org)から無料でコピーを入手可能です。規格に完全準拠するためには、デバイスとホスト間をファンクションコントローラを介した双方向通信が必要です。規格では、1単位

負荷は100mA(max)と定義されています。任意のデバイスが引き出せる最大電流は5単位負荷までです。

USBポートは、最大1単位負荷を供給する低電力型USBポートと、最大5単位負荷を供給する高電力型USBポートのいずれかに分類されます。デバイスが最初にUSBポートに接続された時点で、エニユメレーションによってデバイスが識別され、負荷要件が判定されます。この段階では、デバイスは1単位負荷でしか動作できません。エニユメレーション後、ホストの電源管理ソフトウェアが許せば、ハイパワーデバイスはより大きな電流で動作できるようになります。

(下位のUSBハブを含む)一部のホストシステムは、ヒューズまたはアクティブ電流センサによる電流制限を備えています。USBデバイスがエニユメレーションなしにUSBポートに対して高い(1単位以上の)電流負荷となった場合、過電流状態を引き起こし、使用中の1つまたは複数のUSBポートをシャットダウンさせる可能性があります。市販のUSBデバイスの中には(単体型のバッテリー充電器を含めて)エニユメレーション処理するファンクションコントローラなしで100mA以上を引き出すものが少なくありません。それらの製品は、間違った条件の下でホストに問題を起こす危険を冒しているわけです。たとえば、500mAを引き出すデバイスをバス給電のUSBハブに挿入した場合、エニユメレーションが適切に行われていないとハブとホストの両方のUSBポートが過負荷になる可能性があります。

さらに話が複雑になるのは、ホストのOSで(特にノートPC向けの)高度なパワーマネージメントが使用されていて、極めて低いポート電流が予想されている場合です。一部の省電力モードではコンピュータがUSBデバイスにサスペンドコマンドを発行し、その後それらのデバイスが省電力モードに入るものと想定されています。たとえ低消費電力のデバイスであっても、必ずホストと通信するためのファンクションコントローラを用意する方が良いでしょう。

USB 2.0規格は、電源管理、コネクタの構造、ケーブルの材質、許容される電圧降下、および突入電流が非常に細かく規定されています。低電流ポートと高電流ポートでは電源管理の規格が異なります。これらは主として、USB給電ハブを通過する際の電圧降下を含む、ホストと

表1. USB 2.0仕様の電源品質基準

パラメータ	要件
DC電圧、ハイパワーポート	4.75V~5.25V
DC電圧、ローパワーポート	4.40V~5.25V
最大静止電流(ローパワー、サスペンドモード)	500μA
最大静止電流(ハイパワー、サスペンドモード)	2500μA
最大許容入力静電容量(負荷側)	10μF
最大必須出力静電容量(ホスト側)	120μF
負荷への最大許容突入電荷	50μC

*これらの仕様はホストまたはハブの上流側ポートコネクタの端子に適用されます。ケーブルとコネクタによって追加される $I \times R$ の降下を個別に計算しなければなりません。

負荷間のコネクタとケーブルによる電圧降下で決定されます。ホスト(コンピュータや自己給電USBハブなど)は、最大500mAをサポート可能な高電流ポートを備えています。低電流ポートは、受動的なバス給電のUSBハブに付いています。表1に、USBポートの上流(ソース)側端子における電圧許容値を高電流および低電流ポートについて示します。

USB 2.0規格と互換性のあるホストでは、高電圧型ポートの上位側に低ESR静電容量の120 μ Fが与えられます。接続されるUSBデバイスの入力静電容量は10 μ Fに制限されており、最初の負荷接続に際してホスト(または給電ハブ)から引き出せる総許容電荷は50 μ Cです。こうして、新しいデバイスがUSBポートに接続されるとき、上流ポートでの一時的電圧降下は0.5V以下になります。負荷の正しい動作にもっと大きな静電容量が必要な場合は、突入電流制限によって大きな静電容量を100mA以下で充電しなければなりません。

低電力機能のバス給電USBハブが接続されたUSBポートの許容DC電圧降下を図1に示します。無給電のハブにハイパワーの負荷を接続した場合は、電圧降下が図1よりも大きくなり、バスが過負荷になる可能性があります。

バッテリー充電の要件

単一セルのリチウムイオンおよびリチウムポリマ

今日のリチウム電池は、一般的にセルが最大定格容量まで充電されたときに4.1V~4.2Vになります。電圧が4.3V~4.4Vの範囲の、新しい、より大容量のセルも市販され始めています。一般的な角形リチウムイオン(Li+)およびリチウムポリマ(Li-Poly)の容量は600mAh~1400mAhです。

Li+、Li-Polyともに、望ましい充電プロファイルは、セル電圧が定格電圧に達するまで一定の充電電流で充電することです。定格電圧に達した後、充電器はセルにかかる電圧を規定値に保ちます。これらの2種類の制御状態を、定電流(constant-current : CC)充電および定電圧(constant-voltage : CV)充電と呼びます。したがって、このタイプの充電器は一般にCCCV充電器と呼ばれています。CCCV充電器がCVモードになったとき、セルに流れる電流は降下し始めます。0.5Cから1.5Cの間の典型的な充電レートの場合、CCモードとCVモードの間の遷移は、セルへの充電が完全充電容量の約80%から90%に達したときに起こります。CV充電モードに入った充電器は、セルの電流を監視します。電流が下限スレッショルド(数ミリアンペアまたは数十ミリアンペア)に達すると、充電器は充電を終了します。リチウム系バッテリーの典型的な充電プロファイルを図2に示します。

図1のUSB電圧降下を見ると、ポート給電ハブの下流側に位置する低電力型ポートにはセルを4.2Vに充電する場合に余裕がほとんどないことが分かります。充電経路にわずかな抵抗が追加されただけで、適切な充電ができなくなる可能性があります。

Li+およびLi-Polyセルの充電は、適度な温度で行う必要があります。メーカーが推奨する最大充電温度は、一般的には+45°C~+55°Cの範囲であり、許容放電温度はそれより10°Cほど高くなっています。これらのセルで使用されている材料は極めて反応性が高く、セル温度が+70°Cを超えると発火の危険性があります。セルの温度を監視し、セルの温度がメーカー推奨の最大充電温度を超えたら充電を終了させるサーマルカットオフ回路を備えたりリチウム電池用の充電器を設計すべきです。

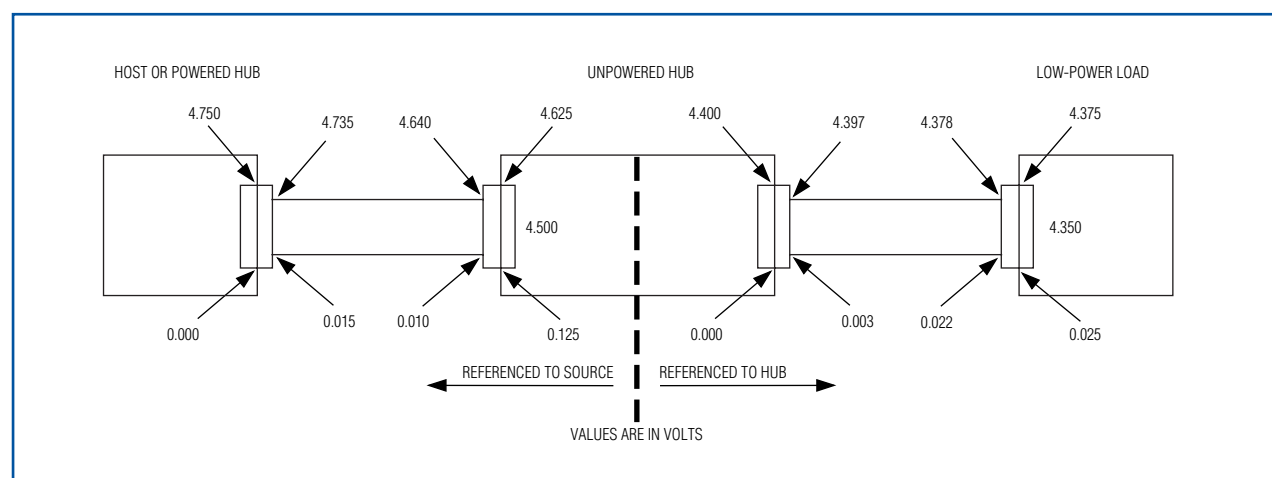


図1. ホストからローパワー負荷にかけてこれらの許容DC電圧降下より大きな降下があった場合、バスが過負荷になる可能性があります。

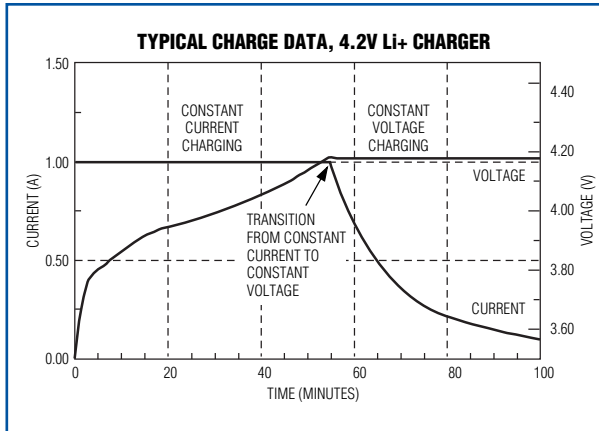


図2. CCCV充電器を使ってリチウムバッテリーを充電したときの標準的な結果

ニッケル水素電池

NiMH電池はリチウムベースの電池よりも重く、エネルギー密度は低くなります。歴史的にはリチウムよりも安価でしたが、最近では価格差が小さくなっています。NiMH電池は標準サイズのものが入手可能であり、ほとんどのアプリケーションではアルカリ電池の代わりにそのまま使用することができます。各セルは公称1.2Vであり、完全充電時には1.5Vに達します。

NiMHバッテリーは通常、定電流ソースを使って充電します。完全充電状態に達すると、発熱化学反応が生じてバッテリーの温度が上昇し、端子電圧が低下します。バッテリー温度の上昇率または負方向の電圧の変化は充電終了の検出に使用されます。これらの終了方法は、それぞれdT/dt方式および-ΔV方式と呼ばれています。非常に低い充電レートでは、dT/dtと-ΔVの作用があまり明確でなくなり、正確な検出が困難になる可能性があります。dT/dtと-ΔVの反応は、セルが過充電になりかけたときに始まります。このポイントを超えて充電を続けると、セルにダメージを与える恐れがあります。

C/3以上の充電レートにおける終了検出は、低い充電レートの場合よりもはるかに簡単です。温度上昇はおよそ1°C/分で、-ΔV反応も低レートのときより強く現れます。急速充電の終了後、電流を下げて追加の充電期間を設け、セルを満タンにすることが推奨されます(トップオフ充電)。トップオフ充電サイクルが終わると、C/20またはC/30のトリクル充電電流によって自己放電の効果を打ち消し、バッテリーを完全充電状態に保ちます。半充電状態のNiMHセルに対するDS2712 NiMH充電器を使用した充電サイクル中のセル電圧を表すグラフを図3に示します。このグラフで、上の曲線は電流がバッテリーに送り込まれているときに取得したデータです。下の曲線は、充電電流のソースをオフにした状態で取得したデータを示しています。DS2712では、この電圧の差を使ってNiMH電池とアルカリ電池を区別します。アルカリ電池が検出された場合、DS2712は充電を行いません。

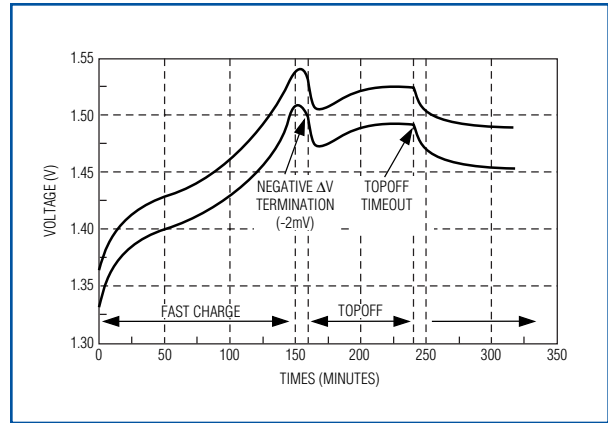


図3. DS2712充電コントローラを使用したNiMHセルの充電

スイッチング 対 リニア

USB 2.0規格では、低電力型ポートからは最大100mAまで、高電力側ポートからは500mAまでの給電を許容しています。リニアパス素子を使ってバッテリーへの充電電流を制御する場合、これらが最大許容充電電流になります。リニアパス素子で消費される電力(図4)は、 $P = V_Q \times I_{BATT}$ になります。これによってパストランジスタ内で電力消費が起これ、過熱を防止するためヒートシンクの使用が必要になる場合があります。

5Vの公称入力電圧に対してパス素子で消費される電力量は、セルの種類と数、およびバッテリー電圧に応じて様々に変化します。

図5は、リニアUSB充電器で公称入力電圧5.0VのNiMH電池を充電する場合について計算した電力消費を示しています。単一セルの充電では、リニア充電器は約30%の効率しかありません。2セル充電器は60%の効率です。単一セルを500mAで充電すると、最大2Wの電力が消費されます。この電力量では、一般的にはヒートシンクが必要になり

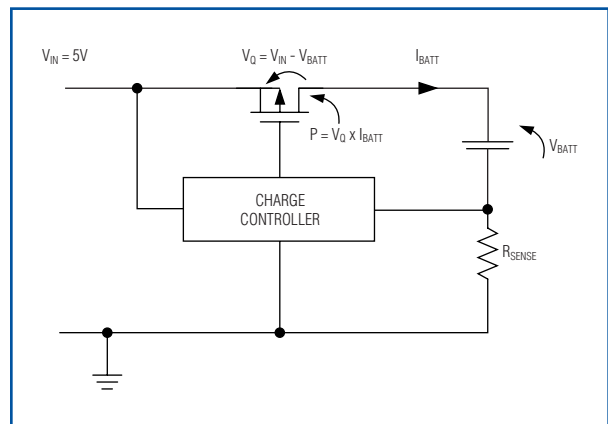


図4. バッテリ電流にパストランジスタの電圧をかけた電力消費

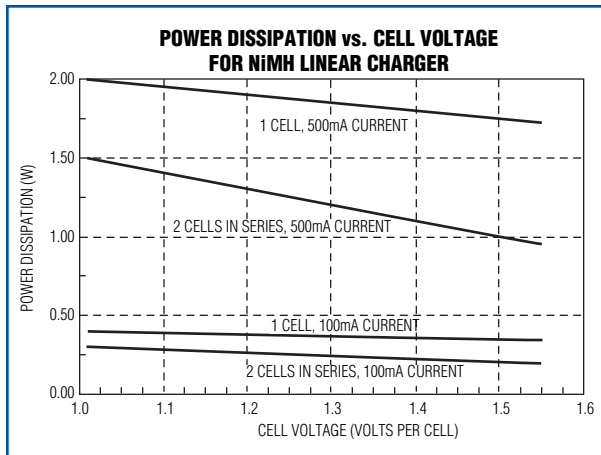


図5. リニア素子での電力消費(NiMH電池をUSBポートから入力電圧5.0Vで充電)

ます。消費電力2Wのとき、+20°C/Wのヒートシンクは+25°Cの周囲温度で約+65°Cまで上昇し、完全に機能するためにはこれを外気にさらす必要があります。静止空気に取り囲まれた状態では、これよりはるかに高温になります。

いくつかの問題はスイッチングレギュレータベースの充電器を使うことによって解決します。第1に、リニア充電器よりも急速に、より大電流で電池を充電することができます(図6)。熱による電力損失が少ないため、熱管理の問題が軽減されます。また、より低温で動作するため充電器の信頼性が向上します。

図6の計算値は、ハイパワーUSBポートから最大許容電流500mAの約90%で充電する、という条件に基づいて算出したものです。この例のスイッチングレギュレータは、効率77%の非同期バックコンバータを想定しています。

回路例

図7の回路は、単一NiMHセル充電用のスイッチモード・バックレギュレータです。DS2712充電コントローラを使用して、充電電流と温度変化を管理しています。充電コントローラは、温度、バッテリー電圧、およびバッテリー電流を監視します。温度が+45°C以上または0°C以下の場合、コントローラはバッテリーの充電を開始しません。

図7で、Q1はステップダウン充電器用のスイッチング・パワートランジスタです。L1は平滑インダクタ、D1はフリーホイールリング(またはキャッチ)ダイオードです。入力C1は10μFの、超低ESRセラミックフィルタコンデンサです。C1の代わりにタンタルまたはその他の電解コンデンサを使用すると、充電器の性能が悪化する可能性があります。R7は電流レギュレータのセンスアンプ用の電流センス抵抗です。DS2712の基準電圧は0.125V、ヒステリシス成分24mVです。閉ループ、スイッチモードの電流制御は、CSOUTを介して行われます。Q2のゲートが充電制御ピンCC1によってローに落とされたとき、Q1へのゲート駆動が有効になります。Q1とQ2はともに低

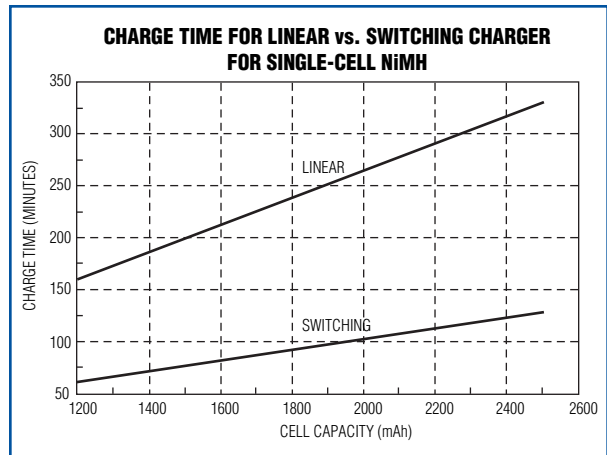


図6. リニア充電器とスイッチング充電器で異なる単一セルのNiMH電池の充電時間

$-V_t$ (ゲート-ソース間スレッショルド電圧)のpMOSFETです。CC1とCSOUTの両方がローのとき、Q2のドレイン-ソース間電圧が $1V_t$ をわずかに上回ります。この電圧(プラスCSOUTのフォワード電圧降下)によって、Q1に利用可能なスイッチング-ゲート駆動電圧が確立されます。

CC1がローのとき、電流の閉ループ制御が有効になります。スタートアップ時のスイッチング波形を図8に示します。上部の波形は0.125Ω電流センス抵抗の電圧、下部の波形はQ1のドレイン-GND間電圧です。最初は、Q1がONの間(CC1とCSOUTはともにロー)、インダクタ内で電流が増大していきます。電流が0.125Vに達すると、CSOUTがハイになります。また、電流センス抵抗の電圧が約0.1Vになるまで電流が減少し、その結果CSOUTが再びローになります。このプロセスが、CC1がローである限り続きます。

DS2712の内部ステートマシンが、CC1のゲート動作を制御します。充電開始時に、DS2712は電池のテストを行い、セル電圧が1.0V~1.65Vの範囲であることを、温度が0°C~+45°Cの範囲であることを確認します。もし電圧が1.0V以下なら、DS2712はCC1をゲート操作してデューティ比0.125でローに落とします。これによってセルがスロー充電され、ダメージを防ぎます。セルの電圧が1.0Vを超えたら、ステートマシンは急速充電に遷移します。急速充電のデューティ比は31/32、すなわち約97%です。「スキップされた」パルスを使ってセルのインピーダンステストを行い、ハイインピーダンスのセル(アルカリ電池など)が充電器に装着されていないことを確認します。急速充電は、 $-\Delta V$ が-2mVになったことが検出されるまで続きます。 $-\Delta V$ が検出されない場合は、急速充電タイマーが時間切れになるか、過熱または過電圧のフォルト条件(インピーダンス障害を含む)が検出されるまで、急速充電が続きます。急速充電が($-\Delta V$ または急速充電タイマーの時間切れによって)終わると、DS2712はデューティ比12.5%で、急速充電用にプログラムされたタイムアウトの半分の時間だけ、時限式のトップオフモードに入ります。トップオフモードが完了した後、充電器は

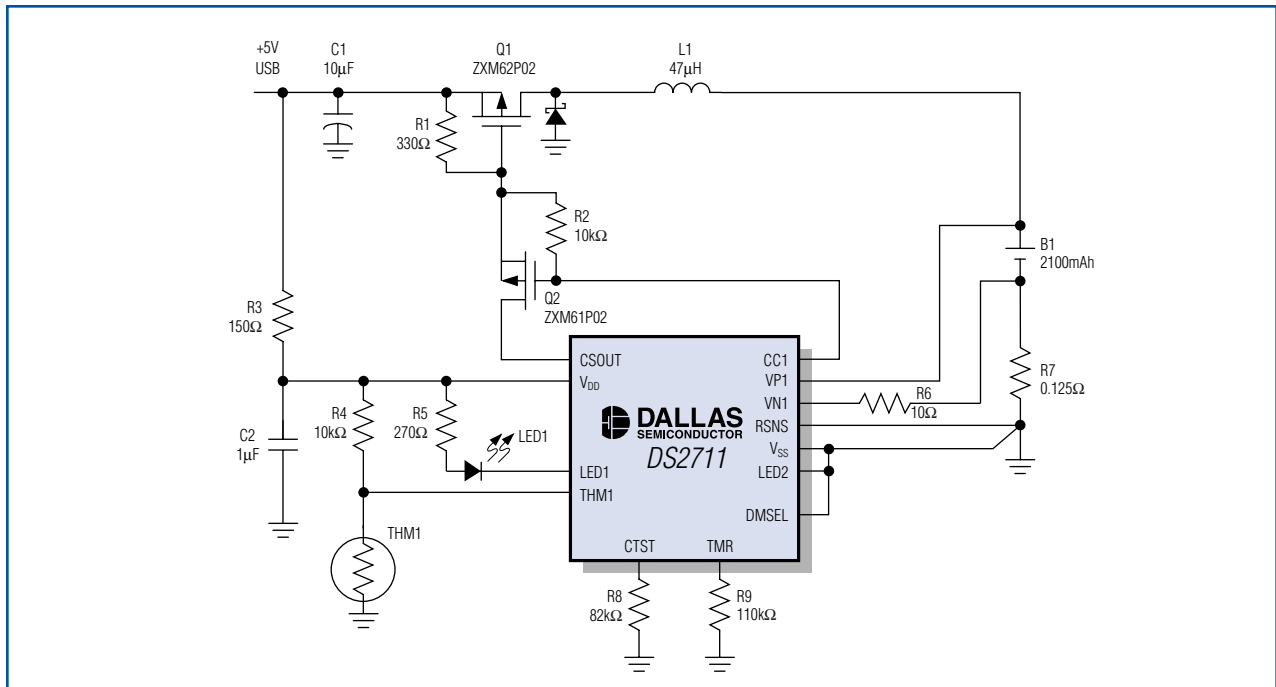


図7. 単一セルのNiMHバッテリーがUSBポートから急速充電される様子を示した回路

デューティ比1/64のメンテナンスモードに入り、電池が取り外されるか電源が入れ直されるまでメンテナンスモードを維持します。

図7の充電器は、2100mAhのNiMH電池をハイパワーUSBポートから2時間強で急速充電し、完全なトップオフ充電を約3時間で完了します。ポートから引き出される電流は420mAです。ホストならびに大電流が有効でエニユメレーションが必要な場合は、オープンドレインのnMOSFETを1つ、R9とグラウンドの間に直列に挿入します。このMOSFETがオフなら、TMRがフロートになりDS2712はサスペンド状態になります。

まとめ

USBポートは、小型消費エレクトロニクス製品のバッテリーを充電するための経済的で実用的な電源です。USB 2.0規格に完全に準拠するためには、USBに接続される負荷はホストと双方向通信できなければなりません。また、省電力モードや、ポートから大電力が引き出されることをホストが判断できるようにする方法を含めて、パワーマネジメントの要件も満たさなければなりません。部分的に準拠したシステムは、ほとんどのUSBホストと互換性のある動作をするかも知れませんが、時として予期せぬ結果をもたらします。完全準拠と負荷の複雑性の間で適切なトレードオフを決めるためには、USBが負荷に何を要求し何を期待しているか十分に理解する必要があります。

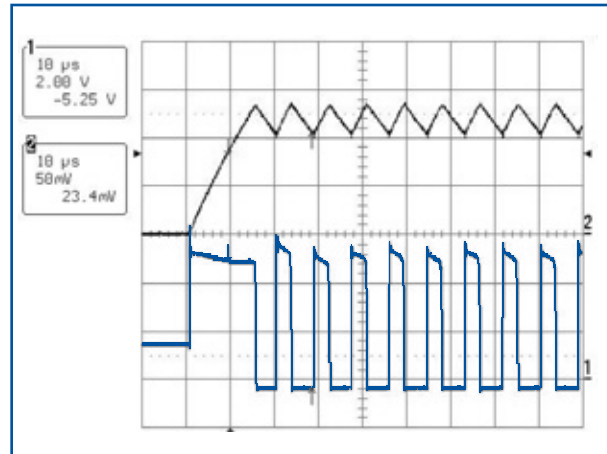


図8. USB NiMH充電器のスタートアップ波形

デジタルポテンショメータによる電圧-抵抗変換

産業用制御や可変バイアス回路で時々必要になる電圧-抵抗変換器は、実現するのに苦労する場合があります。図1の単純なアプローチでは、2個のデジタルポテンショメータを使用することで、この変換器を作っています。

1つのデジタルポテンショメータ(U1)と1つのオペアンプ(U3)がデジタル式トラックアンドホールド回路を構成しており、U1が内部の電圧ディバイダを調節して V_{WIPER} が V_{IN} に追従するようにします。したがってワイパ抵抗が V_{IN} に比例することになります。デジタルポテンショメータ(U1およびU2)のデジタル入力は互いに接続されているため、U2のワイパ位置はU1と同じであり、対応する端子間の抵抗は等しくなります。こうして、出力抵抗値が V_{IN} に比例することになり、電圧-抵抗変換の要件が満たされます。

デジタル式トラックアンドホールド動作

V_{IN} に追従するため、クロックパルスが到着するたびにU1のワイパ(センタータップ)が上下に移動します。U3がアナログ入力(V_{IN})をワイパ電圧(V_{WIPER})と比較します。もし $V_{IN} > V_{WIPER}$ ならコンパレータはロジックハイを出力し、その結果ワイパ位置が上昇して、 V_{WIPER} の値が増大します。 V_{WIPER} は、 V_{IN} より大きくなるまで増大し続けます。そしてコンパレータがトグルし、ワイパ位置を下げ始めます。各クロックサイクルに、ワイパは必要に応じて上または下に移動して V_{IN} に追従します。分圧器用の基準入力(V_H と V_L)で入力電圧範囲を設定します。 V_{IN} の範囲が0V~5VDCであれば、 $V_L = GND$ 、 $V_H = 5VDC$ に設定します。

U1とU2はデジタル入力接続されており、ワイパ位置が一致しているため、LOCK入力にロジックローを入力すると、出力抵抗値が V_{IN} と一緒に変化します。また、ロジックハイを入力すると、抵抗値がいつまでもホールドされます。

LOCKを恒久的にグランドに接続することも考えられますが、その場合たとえ V_{IN} が一定であっても、出力抵抗値は2つの連続した状態の間をトグルし続けることとなります。たとえば、ポテンショメータが10kΩで、ワイパが5kΩにセットされている場合、出力抵抗値はクロックサイクルごとに5kΩと5.3125kΩの間をトグルすることになります。必要なら、出力ワイパにコンデンサを接続することで、そうした作用を除去することができます。100Hz~10kHzのクロック周波数が適当です。

出力抵抗値は V_{IN} に合わせて瞬時に変化するためではなく、何クロックサイクルかかけて最終的な値に到達します。クロックサイクルの数(最大32)は、最初のワイパ位置と入力電圧に依存します。

より高い分解能が必要な場合は、図1に示した5ビットのモデルの代わりに、6または8ビットのデジタルポテンショメータを使用してください。ただし、MAX5160はパワーアップリセット機能を備えており、ワイパ位置が中央にセットされるという点に注意してください。それによって、2つのデジタルポテンショメータが同じ抵抗値に同期できるわけです。起動時の出力抵抗値が分かっているデジタルポテンショメータを選んでください。

*Electronic Design*誌の2004年6月7日号に、同様の設計アイデアが掲載されています。

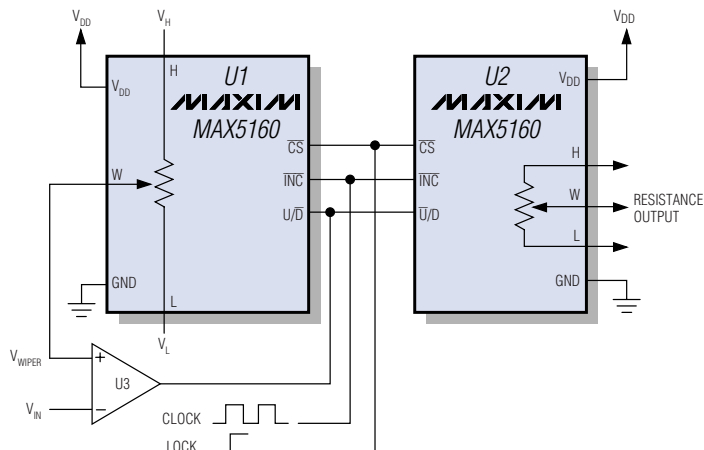


図1. この回路は、同一のデジタルポテンショメータを2つ(U1とU2)使うことによって電圧-抵抗変換を実現します。

GPIOエキスパンダによる青色LED用チャージポンプ

青色LEDは業界内に普及し始めており、時にはカラフルなインジケータとして制御パネルにも使われます。しかし、その高い順方向電圧は、電源電圧の低下という傾向に反するものです。3.3V電源を備えたパネルでは、時として発光に3.5V以上を要求するLEDの駆動に苦労することになります。複数の青色LEDを駆動するためには、チャージポンプやブーストレギュレータが必要になるかも知れません。しかし単一のLEDなら、少数のディスクリート部品と、すでにプリント基板上に存在するかもしれない1個のICを使って駆動することができます。

制御パネルによる遠隔操作に対応するため、しばしばパネルの設計にI²C[‡]のGPIOエキスパンダが組み込まれます(8芯や16芯の平行ケーブルの代わりに、シリアルバスを引けば済むため、ずっと便利であるためです。ケーブルとコネクタの小型化は、コスト節約につながります)。そのGPIO配線を2本使うことによって、青色LEDを駆動することができます。こうして、組み込みのパルス幅変調(PWM)と各I/Oに50mAシンク機能を備えたGPIOエキスパンダが、安価な、ディスクリート部品によるチャージポンプを形成することになります(図1)。このチャージポンプは発振器の低い周波数(2kHz)による制約を受けますが、LEDが必要とするのは約10mAだけであるため、このアプローチで十分役に立ちます。

8つの出力の中の1つ(P4)にコンデンサとショットキダイオードを付加し、その出力をPWMモード(約50%のデューティサイクル)にすることで、LEDの駆動に十分な電圧が

生成されます。第2の出力(P6)がLEDをオン/オフします。LEDの順方向電圧が電源電圧付近またはそれ以下である場合は、オン/オフ機能が必要です。たとえ発振器がオフのときでも、CR1を通して電流が流れる可能性があるためです。

P4がローになったとき、コンデンサC1に約3Vの電圧が蓄積されます。P4が高になると、コンデンサの電圧が電源電圧に加わり、R1を通してLEDに電流を流します。LEDの電流によってP4のオフ期間にC1が放電するため、次のサイクルでコンデンサが完全に再充電されなければなりません。

3.3Vの電源電圧を使用することで、この回路はおおよそ15mA(typ)を供給し、明るく輝く青色LEDを実現します。3.0Vでは電流が約10mAまで低下し、2.0Vでは約3mAに低下します。R1とC1の値を変えることによって、特定のLEDに適した電流にすることができます。P6をオフにする前にPWMを停止しなければならないという点に注意してください。チャージポンプは最大で電源電圧の2倍の電圧をP6にかけますが、これはその出力の最大アプリケーション電圧定格に極めて近い値です。

[‡]Maxim Integrated Products, Inc.または二次ライセンスを受けている同社の関連会社からI²C部品を購入することにより、これらの部品をI²Cシステムで使用するためのPhilips社のI²C特許権に基づくライセンスが許諾されたこととなります。但し、システムがPhilips社により定義されたI²C標準規格に合致していることを必要とします。

EE Times誌(英語版)の2005年1月17日号に、同様の設計アイデアが掲載されています。

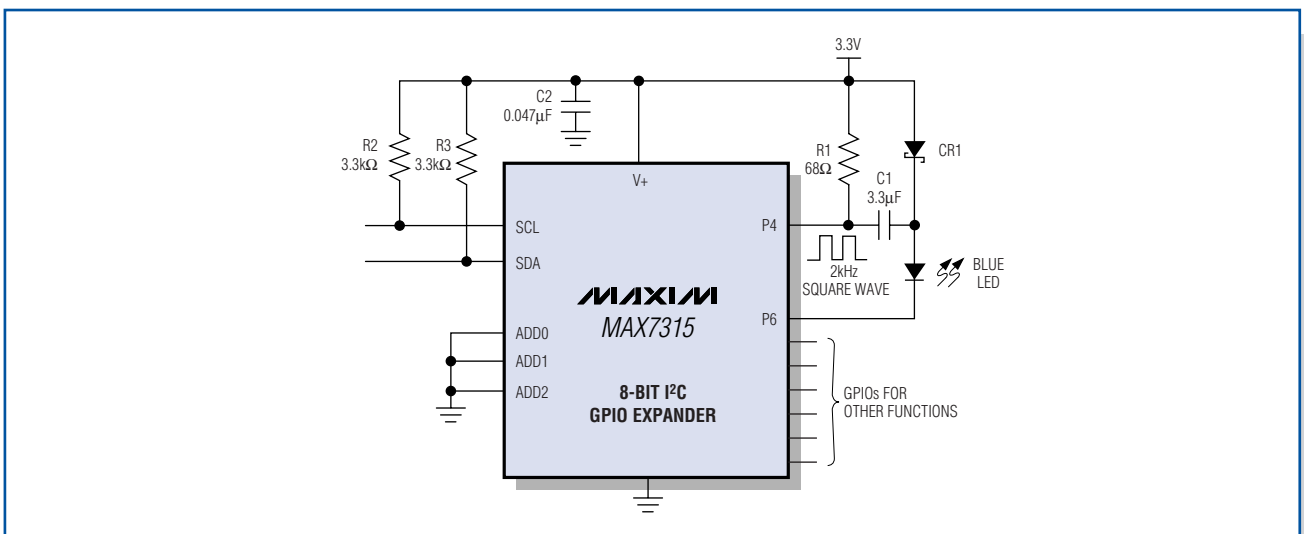


図1. 他の機能を実行する一方で、このGPIOエキスパンダは青色LEDも容易に駆動することができます。