

LETTER FROM THE CEO)	2
アーティクル	TDR (時間領域反射率測定)による伝搬遅延の測定	3
	熱解析でICの過渡応答を予測し、過熱を防止する	9
	ワイヤレス基地局用ハイリニアリティミキサの選定	18
	 4~20mA電流ループシステムで高電圧/大電流駆動のオペアンプを使う方法	21



VIコンバータでDAC出力を負荷電流に変換します。この回路では2つのオペアンプのMAX9943を使用しています(アーティクルの21ページを参照)。



Letter from the CEO

■ みなさんのシステムを短期間で市場へ―それこそ我々の仕事です。

新世代のICは、旧世代製品よりも高集積化されているのが普通です。したがって新しいICは多くの機能と特長を持ち、最終的な システムの設計をシンプルにしてくれるはずです。しかし、機能や特長が増えれば複雑になるのが道理というものです。新しいチップが みなさんのアプリケーションに合うかどうかを評価することも、デバイスが複雑になればなるほど難しくなります。

評価を行うとき、昔は、ICをブレッドボードに差し込み、配線をしてチップを「いじって」みるのが一般的でした。今は違い ます。ミックスドシグナルチップは多くがレジスタなどのディジタルインタフェースを持ち、さまざまなコントロールパラメータをホスト コンピュータからシリアルインタフェース経由でチップへダウンロードしなければなりません。チップ搭載の機能もあまりに高度化し、 ブレッドボードでさっとテスト回路を構築して試験を行うのが困難になってしまいました。動作周波数が高い場合は、基板レイアウトに 細心の注意を払って性能の劣化を防止する必要もあります。このように時間と労力が少しずつ余分にかかり、タイトな製品開発スケジュール に影響が出てしまうようになりました。

新製品の評価をする場合、みなさんにとって時間が非常に重要であることをMaximは理解しています。さまざまな評価キットを 用意しているのも、みなさんが時間を有効に使うことができるようにするためです。EVキットは安価ながら、チップの機能を評価する、 入力を与える、機能を制御する、結果を確認するなどの作業が可能になります。要する時間は数時間、数日でもなければ数週間でも ありません。

もちろん、セットアップが簡単なチップばかりではありません。セットアップが難しいデバイスには、システムレベルの評価 ソリューションを用意しています。たとえばMAXQ®マイクロコントローラファミリについては、フルシステムを構築した基板を用意し ています。一部のEVキットには、ソフトウェア開発ツールの評価版も同梱しています。無償のアセンブリ言語プロジェクト開発環境 (MAX-IDE)、Rowley Crossworks IDE、およびIAR Embedded Workbench[®]アセンブリ言語ツール、そしてエミュレータなど、プロ グラム開発にすぐに取りかかることができるような配慮をしています。

システムレベルの評価ソリューションで終わりではありません。もう一歩進めたリファレンスデザインも用意しています。 リファレンスデザインはチップの実際の挙動を把握することができる完全なシステムソリューションです。リファレンスデザインはさまざまな アプリケーションについて用意しています。HD解像度のIPカメラで使う新しいH.264コーデックのMG2580、検知、データ収集、識別を 行う独自の1-Wire[®]ソリューション、自動車用の照明システムやテレマティクスシステム、5Vや3.3Vなどの電源をUSBポートから取る 場合のバッテリ管理、MAXQ3222をディジタルサーモスタットとして使う、あるいはMAXQ314を単相電力監視に使用するなど のマイクロコントローラ設計、地上波ディジタルTVチューナなど、その他にも数多く用意しています。

このEVキット、ソフトウェアツール、リファレンスデザインを補完するものとして、業界最多規模のアプリケーションノートや、 社内に質の高いフィールドアプリケーションサポートチームを用意しています。みなさんの設計を市場に送り出すお手伝いをすることこそが Maximの願いです。

Maximはみなさんからのアイデアを歓迎します。みなさんのお手伝いをするためにMaximは何をしたらよいかを教えてください。 tunc@maxim-ic.comまでご連絡ください。

Dolum

Tunç Doluca President兼Chief Executive Officer

1-WireおよびMAXQは、Maxim Integrated Products, Inc.の登録商標です。 IAR Embedded WorkbenchはIAR Systems ABの登録商標です。

Innovation DeliveredはMaxim Integrated Products, Inc.の商標、およびMaximは同社の登録商標です。© 2010 Maxim Integrated Products, Inc. All rights reserved.

TDR (時間領域反射率測定) による伝搬遅延の 測定

Bernard Hyland (Applications Engineer and Senior Member of Technical Staff)

Maxim Integrated Products, Inc.

要約:遅延量の測定は、従来、アクティブプローブを高速オシロ スコープに接続して行っていましたが、クロック速度の上昇に 伴い、この方法で正確な結果を得ることが難しくなってしまい ました。プローブ自体が高速信号パスの一部となって測定対象 信号をひずませ、誤差が発生するためです。また、PCB(プリン ト基板)のパターンによる遅延誤差をなくすため、プローブはデバ イス端子に直接触れさせなければなりませんが、この実現には 複雑で難しい作業が必要となります。このアーティクルでは、 TDR(時間領域反射率測定)測定によってプローブ誤差を最小 限におさえ、伝搬遅延の測定精度を高める方法を紹介します。

分析方法

このアーティクルでは、下記3点を基本前提としています。

- TDR (時間領域反射率測定)でプローブ誤差を最小限に抑 えます。TDRは通常、信号パスに沿って長さに対してイン ピーダンスがどのように変化するのかを測定したい場合に 用いますが、伝搬遅延の測定においても、TDRは有効な ツールとなります。
- 2. 直接測定は避けます。負荷がかかるため、アクティブプローブ を使うと測定が複雑になる上、誤差を引き起こします。
- 3. 実例を使って手法を示します。このアーティクルでは実例と してMAX9979を取りあげます。ATE用の高速ピンエレク トロニクス回路を搭載したチップです。このほか、デュアル 高速ドライバ、アクティブ負荷、1Gbps超で動作するウィン ドウコンパレータも搭載されています。

このアーティクルで紹介するアプローチは、いずれの高速デバ イスにも適用可能です。

TDRの基礎

TDRという手法では、信号パスに沿って高速信号を伝播させ、 その反射を測定します。この反射から、信号パスに沿ったイン ピーダンスと、インピーダンスの変化に対応する信号遅延量が わかります。TDRについての簡単な説明を図1に示します。



図1. TDRの基礎。反射係数、 ρ 、からTDRを知ることができます。ただし、 $\rho = (VREFLECTED/VINCIDENT), Z_0 = \rho \times (1 + \rho)/(1 - \rho)です。$

図1で注意すべきポイントは以下の2点です。

- T_{DLY}は、測定対象のPCB (プリント基板)パターンによる 遅延です。
- 2. Z₀は、測定対象のPCBパターンが持つインピーダンスです。

測定方法とEVボード

ナノ秒クラスの遅延を測定するためには、通常、超高速パルス ジェネレータ、高速スコープ、超高速プローブを用意する必要が あります。今回は80E04 TDRサンプリングモジュールを用意 し、Tektronix[®] 8000シリーズのオシロスコープ(TDS8000、 CSA8000、CSA8200)が持つTDR測定機能を利用します。 そのほか、MAX9979EVKIT (評価キット)、Hewlett Packard 8082Aパルスジェネレータ、TDS8000/80E04も用意しました。 **図2**はMAX9979EVKIT基板の一部です。TDR測定機能と 高速差動パルスジェネレータを持つ高速スコープであれば、 どれを使っても同様の結果が得られます。



図2. MAX9979EVKIT (部分)

今回の分析では、以下の測定を行います。

- PCB上のDATA1/NDATA1 SMAエッジコネクタから MAX9979 ICのDATA1/NDATA1入力端子までの遅延量。
- MAX9979のDUT1 (試験対象デバイス)出力からSMA コネクタ、J18までの遅延量。
- DUT1出力をCSA8000につなぐ試験ケーブルの遅延量。
- DATA1/NDATA1入力からDUT1出力、ケーブル、CSA8000 までの総遅延量。
- 最後にMAX9979による遅延量を算出します。

DATA1/NDATA1入力のモデル

TDRは複雑な応答をするため、SPICEシミュレータで入力 遅延のモデルを作成し、このシミュレーションと測定結果を 比較します。 図3を見てください。

図3に関する注釈。

 PCBパターンは長さ6インチ、インピーダンス65Ωとして 遅延量のモデルを作成しました。このインピーダンスは、 DATA1/NDATA1 PCBパターンが持つインピーダンスと ほぼ等しいのです。このインピーダンスは50Ωであるべき なのですが、TDR測定時に明らかとなるように、現実には 63Ωとなっています。

- NDATA1出力はグランドに落とされています。DATA1と NDATA1は対称形となっており、MAX9979端子までの 長さが等しいため、DATA1側のPCBパターンについてのみ 測定を行います。
- パルスジェネレータと接続する12インチのケーブルについてもモデルを作成していますが、あとで明らかとなるように、実際の伝搬遅延量測定では不要です。

DATA1/NDATA1入力のシミュレーション

TPv3における波形のSPICEシミュレーションを図4に示します。

図4のデータから、さまざまなことがわかります。

- 入力信号はステップ関数です。ステップ幅は0.5V。これは、 CSA8000によるTDR信号をエミュレートするためです。
- 時間が、このモデルのさまざまな要素による遅延を表します。



図3. 等価入力と最終的なシミュレーションモデル

- a. ステップ1は、パルスジェネレータからの12インチケーブル を表しています。この遅延時間は約3nsで、実際の遅延量 の倍となっています。このケーブルの遅延量は1.5nsです。
- b. ステップ2は、DATA1のPCBパターンを表しています。この 遅延は約2nsです。PCBによる実際の遅延量はこの半分 の1nsです。
- c. 残りの遅延は、DATA1 PCBパターンを通じたパルスの 反射によるものです。
- Y軸はさまざまな要素のインピーダンスです。単位はボルト で、インピーダンスへ変換することができます。
- X軸はシングル入力のステップ信号による信号反射のシミュレーションにおける時間です。信号の比較は図1を見てください。これらの信号の長さが、各要素による遅延量を表しています。

MAX9979の伝搬遅延量測定

以下の6ステップにより、伝搬遅延量の測定を行います。 ステップ1-DUT1ノードをCSA8000垂直入力に接続する長さ 2インチのSMAケーブルによる遅延を測定します(図5)。

測定手順は以下のとおりです。

- 2インチのSMA-to-SMAケーブルを80E04 TDRモジュールの入力の一方に接続します。反対側はオープンのままです。
- TDRプルダウンメニューから測定を行います。
- この形は、図1の「オープン」例とまったく同じであることに 注意してください。測定結果は804psでした。これはケー ブルによる遅延量の倍ですから、ケーブルによる遅延は 402psとなります。
- 2番目のステップは、トップステップとボトムステップのちょうど半分である点にも注意してください。TDRの原理を考えれば、これは、この2インチケーブルが50Ωだと示していることがわかります。





• この2インチケーブルも、測定に関係する遅延パスの一つです。

ステップ2-DATA1入力信号のPCBパターンによる遅延/イン ピーダンスを測定します。

このデータからも、さまざまなことがわかります。

- 図6は、図4に示すシミュレーションのグラフとそっくりです。
 このことから、モデルの精度が高いことがわかります。
- カーソルは、ラインインピーダンスの測定にセットしてあります。最初のステップは49.7Ωで、これはCSA8000からのケーブルのインピーダンスです。予想どおりの結果です。
- 2番目のカーソルは97.8Ωとなっていますが、これは MAX9979内部でDATA1/NDATA1を結ぶ100Ω抵抗のイン ピーダンスです(図3参照)。これも予想どおりです。
- 第2のステップが示すインピーダンスは50Ωとなっていません。このステップが示すインピーダンスはDATA1 PCBのもので、約63Ωとなっています。つまり、DATA1とNDATA1のPCBパターンは本来50Ωとなるべきですが、そうなっていません。



図5. 2インチSMAケーブルのTDRをCSA8000で測定した結果です。



図6. DATA1 PCBのインピーダンスをTDRで測定した結果です。

 大きな振幅は150Ωで、これは50Ωケーブルと100Ω抵抗器 を合わせたものです。この振幅が発生するのは、3次反射 のみです。

この測定は簡単です。

- 12インチSMAケーブルの一端をCSA8000に接続し、他端を MAX9979EVKITのDATA SMA入力コネクタに接続します。
- SMAグランドでNDATA1 SMAコネクタをグランドに落とします。図3に示すとおりです。12インチSMAケーブルの長さは伝搬遅延の測定に影響を与えませんが、できる限り短くしておくべきです。
- MAX9979EVKITに電源を投入する必要はありません。この 測定は、MAX9979を基板にはんだ付けした状態で行い ますが、電源を投入する必要はありません。デバイスを基板 にはんだ付けしていない状態で行う人もいます。MAX9979 を取り除くと、図1のオープン条件をシミュレーションする クリーンな3ステップ信号が得られます。どちらの方法で行っ ても、時間の計測結果は同じとなります。

図7は、第2のステップーDATAのPCBパターンによる遅延を 測定しているところです。以下の点に注意してください。

- 第1のステップはケーブルで、この遅延は気にする必要が ありません。
- 測定結果は1.39nsで、PCBの遅延はこの半分、つまり 0.695nsとなります。この遅延量はモデルよりかなり大きな 値ですが、モデルは比較ができる程度の精度しか考えて いないので構いません。
- 測定は信号ディップ間で行います。ディップは基板のSMA とMAX9979のDATA1端子によるキャパシタンスを表して います。つまり、ディップ間で測定を行えば、SMAと端子の 遅延が得られます。逆にバンプもありますが、これはSMAと 基板の接続が持つインダクタンスを示しています。基板の 総遅延が得られるように、測定はバンプよりも前で行います。 この後のTDR測定では、キャパシタンスとインダクタンスに よるこのディップとバンプを活用します。



図7. 遅延を測定することができるように、図6を拡大したプロットです。

ステップ3-DUT1出力信号のPCBパターンによる遅延/イン ピーダンスを測定します。

図8のスコープトレースは図6、図7と同じセットアップで得られた データです。CSA8000 80E04モジュールとMAX9979EVKIT のDUT1 SMAの接続には、2インチのSMAケーブルを使用し ています。以下の点に注意してください。

- 第1のステップは2インチケーブルによるものです。TDR信号は 0.5V、第1のステップは250mVでした。これは予想どおり の結果で、ケーブルのインピーダンスが50Ωであることを 表しています。
- DATA1測定に関する前述の説明と同様、DUT1の遅延は 2つのディップ間で行います。ディップ間のレベルも50Ωを 表しています。つまり、DUT1のPCBパターンは短く、50Ω という理想に非常に近くなっています。
- インピーダンスは、DATA1のパターンが63ΩでDUT1/ードは50Ωでした。つまり、DATA1入力のほうがDUT1出力よりも金属パターンの幅が狭いことになります。両者は等しいことが理想です。幅が異なることがTDR測定によって明らかとなったわけで、これは誤差ではありません。DUT1パターンの金属幅が狭くインピーダンスがわずかに高くなっているということは、DATA1金属パターンのキャパシタンスも小さくなることを意味します。データのパターンは最も長い部分であり、できる限り広い帯域を確保するためには、この部分のキャパシタンスを極力低く抑える必要があります。
- DUT1 PCBによる遅延は測定が困難です。ここのインピー ダンスはケーブルと同じところに現れるからです。基板に MAX9979がはんだ付けされていなければ、「オープン」な 3ステップ信号が得られるはずです。ただし、MAX9979を はんだ付けした状態でこの遅延を測定する方法がないわけ ではありません。キャパシタンスのディップをチェックすれば、 SMAコネクタが基板にはんだ付けされている場所と MAX9979のDUT1端子のディップがある場所がわかります。 SMAコネクタのインダクタンスによるバンプも見つけ、それが



図8. DUT1 PCBの遅延とインピーダンスをTDRで測定します。

2つのディップの間にあることを確認します。このような 手順を踏んだ結果、問題の遅延は360psだと判明しました。 この値を半分にすれば、DUT1 PCBによる遅延は180psと なります。

ステップ4-同じSMAケーブル2本を用いて差動信号パルスジェ ネレータをセットアップし、CSA8000のベースライン遅延を 測定します。

図9のC1とC2はコンプリメンタリなPECL信号で、その振幅 は約450mVです。これはDATA1信号とNDATA1信号で、外部 ジェネレータからCSA8000入力に直接供給された信号です。 CSA8000のサンプリングヘッドは20GHzとしました。この データから、以下のことがわかります。

- M1は差動信号、C1 C2の計算結果で、振幅は900mV、 10%/90%の立上り時間、立下り時間は700psでした。 つまり、DATA1/NDATA1信号のセットはクリーンということ になります。
- 差動信号M1のCrs (ゼロクロッシング)も測定しました。結果は29.56nsでした。スコープをトリガしてゼロクロッシングの発生を測定しています。MAX9979に電源投入後、もう一度、同じゼロクロッシングの測定を行います。基板全体での遅延を見るためです。
- ここの遅延には2本の入力ケーブルによる遅延も含まれています。しかし基板による信号遅延の測定にも同じケーブルを用いるため、ケーブルによる遅延は相殺となります。いずれにしてもなるべく短いケーブルとしたほうがいいわけですが、伝搬遅延測定という意味ではケーブルの遅延量を気にする必要はありません。

ステップ5-MAX9979EVKITに電源を投入します。

MAX9979EVKITに電源を投入し、DATA1/NDATA1入力に DATA1信号とNDATA1信号を接続します。ケーブルはステップ



図9. パルスジェネレータからのDATA1/NDATA1信号の測定結果です。

4と同じものを使います。MAX9979は信号範囲OV~3Vに 設定し、出力は50Ωで終端処理します。いずれも伝搬遅延測 定用としてデータシートに記載されている指示です。今回は、 CSA8000への入力が50Ω負荷となります。 図10のデータ点 から以下のことがわかります。

- 出力信号の振幅が0Vから1.5Vとなりました。これは予想 どおりで、50Ω負荷によって1/2となっています。
- ・ 立上り時間も立下り時間もMAX9979の仕様の範囲内です。 これはつまり、DATA1/NDATA1がクリーンかつ適切であり、 そのDATA1/NDATA1に駆動される形でクリーンかつ適切な 出力が得られているということです。
- CSA8000のセットアップはステップ5と同じ、トリガは ステップ4と同じです。この条件で、ゼロクロッシングは 33.77nsとなりました。

ステップ6-MAX9979による伝搬遅延を算出します。

MAX9979EVKITによる総遅延量は以下のとおりです。

33.77ns - 29.56ns = 4.21ns

この数字に対し、以下の計算を行います。

- DATA1 PCBパターンによる遅延の0.695nsを引いて 3.515nsを得ます。
- DUT1 PCBパターンによる遅延の0.18nsをさらに引いて 3.335nsを得ます。
- CSA8000接続用2インチケーブルによる遅延の402psを 引いて、2.933nsを得ます。

MAX9979の仕様によると、このセットアップにおける定格 遅延は2.9nsです。今回、EVキットにはんだ付けした状態で MAX9979の遅延を測定し、定格遅延に非常に近い2.933ns を得ました。



図10. MAX9979に電源を投入し、50Ω負荷であるCSA8000に3Vの信号 を供給します。

まとめ

今回の解析から、TDR測定による伝搬遅延測定にはさまざまな メリットがあることがわかります。

- 伝搬遅延量の測定を非常に正確に行うことができます。
- アクティブプローブが不要で、プローブによる誤差の発生を 防止することができます。
- シンプルな手法でほとんどの伝搬測定を行うことができます。
- インピーダンス測定も行うことができるため、コネクタや PCBパターンのインピーダンスについて補正を行うことが できます。
- TDR信号による測定では、過剰なキャパシタンスやインダク タンスを信号パスが持つことを発見し、必要に応じて基板 の設計をやり直すというフィードバックが可能になります。

- シンプルなモデルとシミュレーションが使用可能である ため、解釈を適切に行うとともに、測定回路の確認を行う ことができます。
- 適切な手法で重要仕様の測定を行うことができます。

信号速度が上昇するとタイミング測定に誤差や間違いが発生 し、企画やデバイス選択、システム設計などを誤る可能性が あります。高速測定に適した手法を使うということは、常に立ち 返るべきポイントだと言えます。このアーティクルでは、この点を 重視しました。

TektronixはTektronix, Inc.の登録商標です。

熱解析でICの 過渡応答を予測し、 過熱を防止する

Milind Gupta (Member of Technical Staff, System & Power Management Business Unit) Da Weng^{*} (Product Definer, System and Power Management Business Unit)

Maxim Integrated Products, Inc.

このアーティクルでは、ICの熱挙動を予測する方法を紹介し ます。この情報は、自動車をはじめとする高温環境でPMIC (電源管理IC)を使用するとき、特に重要となります。熱挙動を 把握後、チップ内の温度変化をシミュレーションする数式モデル を作成しました。その際、熱挙動を支配する物理法則を導入 し、IC用に定義した熱物体モデルへの適用を評価しました。 この解析結果に基づき、ICの過渡的な熱挙動をモデル化する 受動的なRC等価回路も提案します。今回提案する解析手法の 応用例として、LEDドライバ(MAX16828)のRC等価回路を作 成しました。最後にこの手法の使用方法やメリットをまとめ、 RCモデルの作成を短時間で行う方法を提案します。

設計時には、一般に、ICの熱挙動を把握する必要があります。 自動車用PMIC (電源管理IC)などは特にそうです。+125℃な どの高温環境でICを動作させたとき、サーマルシャットダウン 回路がトリガされないか、製品の安全動作温度範囲を超えな いかなどが問題となるからです。この疑問に高い信頼性で答え るためには、しっかりした解析手法が必要です。つまり新しい ICを定義する際には、ダイの過剰温度やサーマルシャットダウン を複雑な内部機能から予測する手法が必要になります。

DCモードで動作させる場合は、一般に、θJA (熱抵抗)やθJC (ジャンクション・ケース間熱抵抗)などのデータシートパラメー タからジャンクション温度を求めます¹。しかし、DC以外の モード(PWM信号でパワーMOSFETを駆動してスイッチング レギュレータやLEDの制御を行う場合など)でジャンクション 温度のピーク値を予測するためには、過渡的な熱データが必要 となります。このデータは重要であるにもかかわらず、多くの 場合、データシートで提供されていません。ある電力消費レベル で動作させたとき、どのくらいの時間で問題が発生するのかと いった点も、簡単には答えが出せません。

このアーティクルでは、消費電力と環境温度からチップのジャン クション温度を時間の関数として求める数式を導出します。最初 に解析のベースとなる物理法則を提出します。その後、発熱体 が層状に折り重なる複雑な構造としてICシステムをとらえます。 この熱物体モデルを理論的に解析し、過渡的な熱挙動を支配 する数式を導出します。また、ICの熱特性を表す受動的なRC 等価回路も提案します。最後に、この手法の有用性と精度を 示すために、PWM調光機能を持つ高電圧、リニアHB LED (高輝度LED)ドライバのMAX16828について実験したデータ を紹介します。

熱的動特性の法則

物体の温度と時間の関係は、2種類の基本法則から導出する ことができます。

ニュートンの冷却の法則:

$$\frac{dT_{\rm B}}{dt} = -k_{\rm A}(T_{\rm B} - T_{\rm A}) \tag{(\mp1)}$$

ただし、

TBは物体温度

T_Aは環境温度

k_Aは比例定数(> 0)

tは時間

顕熱エネルギー保存の法則:

$$mc\Delta T = Energy = P\Delta t$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta T}{\Delta t} = \frac{dT}{dt} = \frac{P}{mc}$$
(\vec{z} C2)

ただし、

Pは物体における発生熱量あるいは与えられる熱量(定数)

mは物体の質量

cは物体の比熱

上記法則を組み合わせると以下を得ます。

$$\frac{dT_{\rm B}}{dt} = \frac{P}{mc} - k_{\rm A}(T_{\rm B} - T_{\rm A}) \tag{$\pi\text{3}}$$

ICのデータシートには、一般に、のJAといったパッケージの熱 データが記載されています。このデータを使うと、定常状態に おけるパッケージの熱平衡を解析し、式3と一致しているか どうかを確認することができます。

定常状態において
$$\frac{dT_B}{dt} = 0$$

よって、
P = mck_A(T_B - T_A) (式4)

式4を書き換えると次式が得られます。

$$P = \frac{(T_B - T_A)}{\theta_{BA}}$$
(코5)

ただし、

チップを熱システムとして定義する

システムを明確に定義すれば、熱挙動を正しく予測することが 可能になります。チップをPCBにマウントした状態の断面図 (図1)を見ると、ダイから周囲まで、少なくとも3種類の物質が 存在することがわかります。ダイ自体、モールドのエポキシ、 パッケージの3種類です。熱モデルにおける熱の流れは、支配 的な発熱源がどこであるかにより、大きく2つのパターンに分 けられます。1つは支配的な発熱源が外部にある場合で、外部 熱源からダイへ熱が流れます。もう1つはダイが支配的な発熱源 の場合で、ダイから周囲へ熱が流れます。以下にパターンごと の検討を加えます。

外部熱源からチップへ熱が流れる場合

図2に示すシステムを考えてみましょう。均一な物体がエネル ギー(熱)を供給源から受け取り、周囲へ放出するシステムです。 熱は、パッケージとモールド樹脂を通過して内部のダイに到達 します。つまり、パッケージ外部に熱源がある場合における チップの熱過渡応答のモデルとなります。ダイは多量の金属を 含むため、通常、パッケージよりも熱抵抗が大幅に小さくなり ます。そのため、ダイはほとんど遅れなしでパッケージ温度に



図1. PCBに実装したチップの断面図—ダイから周囲まで異なる物質が層になって いることがわかります。

追随します。言い換えれば、チップ全体が1つの物体であるかのような挙動を示します。この1物体システムは、式3で定義可能です。これをTBについて解くと、次式が得られます。

$$\Gamma_{\rm B} = \frac{P}{mck_{\rm A}} + T_{\rm A} + k_{\rm o}e^{-k_{\rm A}t}$$
(\$\pi 7\$)

ただし、koは初期条件で決まる積分定数です。この式は、チップ 外部に熱源があるという条件でチップの熱過渡応答を定義 する際に便利です。

実例を使い、このモデルを説明してみましょう。初期温度が T_i のチップについて熱過渡応答を求めます。式7でt = 0、 $T_B = T_i$ とすると、

$$k_{o} = T_{i} - \frac{P}{mck_{A}} - T_{A}$$
(\mp 8)

よって、

(式6)

$$\Gamma = \frac{P}{mck_A} + T_A + (T_i - \frac{P}{mck_A} - T_A)e^{-k_A t}$$
(£3)

 $T_i = T_A となる特殊ケースの場合、$

$$T = T_A + \frac{P}{mck_A} (1 - e^{-k_A t})$$
(£10)

式6を使って式9と式10を書き換えます。

$$T = \theta_{JA}P + T_A + (T_i - \theta_{JA}P - T_A)e^{-k_A t}$$
(±11)

$$\Gamma = T_A + \theta_{JA} P(1 - e^{-k_A t})$$
(£12)

式11と式12は、パッケージ外部に発熱源があるとき、チップ (パッケージあるいはダイ)の温度を予測することができます。 このような例は、発熱が大きい大電流MOSFETが近くにある 場合などが考えられます。



図2. 外部の発熱源からチップ(物体1)に熱が流入し、それが周囲へ流出するケースの熱モデルです。

k_Aとθ_{JA}がわかれば、温度の時間変化を計算することができ ます。Pが時間によって複雑に変化する場合も、時間ペースの シミュレーションという形で上式を用い、MATLAB[®]ソフトウェア でプログラムを書けば時間の関数として温度をプロットする ことができます。

θJAはデータシートに値があります。ただし、セットアップ条件 がJEDEC規格と異なる場合、データシートのθJA値を使うと 計算結果が狂う可能性があります。JEDEC規格51-3には「大事 なポイントとして、この試験基板で測定した値はあくまでパッ ケージ間の比較のためのものであり、これをそのまま用いて 異なるシステムの性能を予測してはならない」と記載されてい ます²。つまり、温度を適切に予想するためには、試作基板の θJAを測定するか、あるいは、以下のような形で直接評価しな ければなりません。

ダイから周囲へ熱が流れる場合

図3に示すシステムを考えてみましょう。チップと同じような 3物体システムがダイで熱を発生し、エポキシとパッケージを 通じて周囲に熱を放散する場合です。物体1がダイ、物体2が エポキシ、物体3がチップパッケージです。

このシステムについてθJAを求めるためには、3つの物体、それ ぞれに式を定義する必要があります。

物体1:

$$\frac{dT_{B1}}{dt} = \frac{P_G}{m_1 c_1} - k_1 (T_{B1} - T_{B2})$$
(±13)

物体2:

$$\frac{dT_{B2}}{dt} = \frac{P_{12}}{m_2 c_2} - k_2 (T_{B2} - T_{B3})$$
(±14)

物体3:

$$\frac{dT_{B3}}{dt} = \frac{P_{23}}{m_3 c_3} - k_3 (T_{B3} - T_A)$$
(£15)

ただし、

T_{B1}、T_{B2}、T_{B3}はある瞬間における物体1、物体2、および 物体3の温度です。

P12は、熱という形で物体1から物体2へ移動するエネルギーです。

P23は、熱という形で物体2から物体3へ移動するエネルギーです。

PGは、物体1で生成するエネルギー、あるいは物体1へ直接伝達されるエネルギーです。

ダイ(P_G)で生成するエネルギーからダイが吸収するエネルギー を引きます。

$$P_{12} = P_G - m_1 c_1 \frac{dT_{B1}}{dt}$$
(£16)

エポキシが受け取るエネルギーからエポキシが吸収するエネ ルギーを引きます。

$$P_{23} = P_{G} - m_{I}c_{1}\frac{dT_{BI}}{dt} - m_{2}c_{2}\frac{dT_{B2}}{dt}$$
(±17)

式16と式17を式13、14、および15に代入します。

$$\frac{dT_{B1}}{dt} = \theta_{12}k_1P_G - k_1(T_{B1} - T_{B2})$$
 (±18)

$$\frac{dT_{B2}}{dt} = \frac{\theta_{23}}{\theta_{12}} k_2 (T_{B1} - T_{B2}) - k_2 (T_{B2} - T_{B3})$$
(±19)

$$\frac{dT_{B3}}{dt} = \frac{\theta_{3A}}{\theta_{23}} k_3 (T_{B2} - T_{B3}) - k_3 (T_{B3} - T_A)$$
(\$\pi 20)

式18、19、および20で表される3物体システムの解は複雑 ですが、ラプラス変換で簡略化することができます。このとき、 解は以下のようになります。

$$T_{B1} = T_1 e^{m_1 t} + T_2 e^{m_2 t} + T_3 e^{m_3 t} + T_A + (\theta_{12} + \theta_{23} + \theta_{3A}) P_G \quad (\text{it 21})$$

ただし、

θ12は、物体1から物体2への熱抵抗

θ23は、物体2から物体3への熱抵抗

θ3Aは、物体3から環境への熱抵抗

T₁、T₂、およびT₃は積分定数

m1、m2、およびm3はk1、k2、およびk3の関数

式21を使うと、発熱するダイの温度を正確に見積もることが できます。この式を使うためにはすべての積分定数とm₁、m₂、



およびm3を知る必要がありますが、m1、m2、およびm3 は複雑な関数であり、その解を求めるのは困難です。よって、 微分方程式を解くツール、SPICEを使います。

RC回路モデルの熱過渡応答を表す微分方程式

次は、同じような微分方程式で表せる回路を提案し、この回路 をシミュレーションすることによって温度を読み取ります。

式18、19、および20という微分方程式はシンプルなRC回路 (図4)でモデル化し、ダイで生成するエネルギーを表すことが できます。

図4では、コンデンサの初期電圧がダイ(C₁)、エポキシ(C₂)、 パッケージ(C₃)の初期温度を表します。V_Aは環境温度、コン デンサC₁に流入する電流、I_Sはダイで生成するエネルギーを 表します。このときコンデンサの電圧は、以下の微分方程式で 表されます。

 $\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_s}{C_1} - \frac{(V_{C1} - V_{C2})}{R_1 C_1}$ (±22)

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{(V_{C1} - V_{C2})}{R_1 C_2} - \frac{(V_{C2} - V_{C3})}{R_2 C_2}$$
(±23)

$$\frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{(V_{C2} - V_{C3})}{R_2 C_3} - \frac{(V_{C3} - V_A)}{R_3 C_3}$$
(±24)

以下のように変数を読み替えると、この3つの式は式18、19、 および20に対応します。

 $V_{C1} \leftrightarrow T_{B1}, V_{C2} \leftrightarrow T_{B2}, V_{C3} \leftrightarrow T_{B3}, I_{S} \leftrightarrow P_{G}$

コンデンサ電圧はそのままダイ、エポキシ、パッケージの温度 を表します。このRC回路なら、どのSPICEパッケージでも 簡単にシミュレーションを行うことができます。あるチップに ついてR₁、R₂、R₃、C₁、C₂、およびC₃さえ適切な値を求めら れれば、回路をシミュレーションし、コンデンサC₁の電圧という 形でダイ温度を直接読み取ることができます。



図4. チップ内部で発熱する際の過渡的な熱挙動をモデル化したRC回路

それでは、あるチップについて受動素子の値(R₁、R₂、R₃、 C₁、C₂、およびC₃)を求めてみましょう。定常状態における ダイの最終温度を測定すれば、前述の式5(次の式25と同じ もの)を用いてシステムの熱抵抗(θ_{JA})が得られます。

$$\theta_{JA} = \frac{T_J - T_A}{P_G} \tag{$\pi 25$}$$

ただし、

T」は定常状態におけるダイのジャンクション温度

T_Aは環境温度

PGはダイから放散されるエネルギー

式25の放散エネルギー(P_G)を使い、時間0からスタートし、 さまざまな時間におけるダイ温度を測定すれば、チップの過渡 的な温度変動を示すデータセットが得られます。測定データに 対し、以下の制約条件で曲線のあてはめを行えば、 R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 、および C_3 の値が求められます。

$$\theta_{\rm JA} = R_1 + R_2 + R_3 \tag{$\frac{1}{2}$26}$$

ダイ温度の測定

集積回路のダイ温度を計る実用的な方法は、いくつか存在します³。今回は、ESDダイオードの順方向降下電圧を用いてチップ 温度を計る方法を採用します。簡便でありながら、誤差があまり 大きくないのがこの方法の特長です。もちろん、一定レベル 以上の測定精度を得るためには、各チップに適したダイ温度 測定手法を選ぶことが肝要です。有効なガイドラインを紹介 しましょう³。

- 測定用のESDダイオードとして避けるべきなのは、寄生電気 抵抗が大きいもの、電流が大きくダイオードの降下電圧を 読み取る際に大きなオフセットを生じるものです。ICメーカに 相談し、内部ボンドワイヤやメタルの電気抵抗を確認する ことをお勧めします。
- 2. ESDダイオードの設置位置をチップの熱源近くや温度を測定 したい部分にすることも大事です。こうすれば温度を正確 に見積もり、精度の高い結果を得ることができます。
- 3. FETのオン抵抗を温度インジケータに利用する場合は、 計測ポイントで当該FETが完全にドロップアウトモードと なるように気をつけてください。

ESDダイオードの順方向降下電圧を利用する場合、ダイオードを チップに取りつけ、順方向のバイアスをかけてその電圧を測定 する必要があります。これはほとんどのチップで簡単に実現 できます。端子と電源をESDダイオードで接続するだけです。 なお、測定データはダイオード電圧であるため、ダイオード 電圧と温度の関係も考慮する必要があります⁴。



図5. 定電流バイアスのダイオードの順方向電圧は温度によって変化します。

ダイオード電圧はほぼ一定の傾きで低下して行き、ずれは無視 することができるレベルです。温度に対してプロットすると、 図5のようになります。

図5でT_Aは環境温度、V_{DA}は環境温度におけるダイオード電圧 です。つまり、グラフや傾きの元となる1点は既知です。この 傾きは、温度制御機能を持つオーブンを用い、さまざまな温度 でダイオード電圧を計るなどの方法で取得します。2mV/°Kと いった数字を使っても、幅広いダイオード電流でそこそこ正確な 結果が得られます⁴。このような数字は他のチップに応用可能 ですが、高い精度を確保したければ、ダイオードのバイアス 電流における傾きを実測するべきです。いずれにせよ、温度は ダイオード電圧から次式で算出できます。

$T = \frac{V_D - (V_{DA} - sT_A)}{V_D - sT_A}$	(式27)
S	

ただし、

Tはダイオード電圧がVDの場合の温度

sはグラフの傾き

これを式11と式12に代入すると、次式が得られます。

$$V_{\rm D} = s \,\theta_{\rm JA} P + V_{\rm DA} + (V_{\rm Di} - s \theta_{\rm JA} P - V_{\rm DA}) e^{-k_{\rm A} t} \qquad (\text{it 28})$$

$$V_{\rm D} = V_{\rm DA} + s\theta_{\rm JA}P(1 - e^{-k_{\rm A}t}) \tag{(z).29}$$

式18、19、および20に代入すると、次式が得られます。

$$\frac{dV_{D1}}{dt} = s\theta_{12}k_1P_G - k_1(V_{D1} - V_{D2})$$
(£30)

$$\frac{dV_{D2}}{dt} = \frac{\theta_{23}}{\theta_{12}} k_2 (V_{D1} - V_{D2}) - k_2 (V_{D2} - V_{D3})$$
(±31)

$$\frac{dV_{D3}}{dt} = \frac{\theta_{3A}}{\theta_{23}} k_3 (V_{D2} - V_{D3}) - k_3 (V_{D3} - V_{DA})$$
(x⁺32)

ダイオードで測定した電圧トランジェントデータに対し、RC回路の定数を調整して適切に曲線のあてはめを行うためには、このほか、次式で表される電流ソースの大きさを設定する必要があります。

 $I_s = sP_G$

s < 0ですから、電流ソースを逆向きとし、その大きさを $|sP_G|$ にすれば式33が成立します。

(式33)

実験によるRC回路定数の決定と検証

ここまでで導出した式とMAX16828/MAX16815などの リニアLEDドライバとを用いたRCシミュレーションモデルの 応用例を紹介しましょう。MAX16828/MAX16815などの チップは少ない外付部品点数で最大40Vまで動作しますし、 MAX16828ならLEDストリングに最大200mAの電流を供給 することができます(図6)。MAX16815はMAX16828とピン コンパチブルでほぼ同等の機能を持ちますが、最大出力電流が 200mAではなく100mAにおさえられています。

いずれのLEDドライバも、車幅灯、エクステリアリアコンビネー ションライト、バックライト、インジケータといった自動車用途に 最適です。大きなドロップアウト電圧と大電流という条件で 内蔵MOSFETを動作させた場合、MAX16828から膨大な 熱量が発生します(LEDストリングの順方向電圧が低い場合、 MOSFETがこのような動作となります)。R_{SENSE}の電圧は 200mV ±3.5%に調整されるので、ここの抵抗でLED電流を 設定できます。DIM入力も用意されているので幅広い範囲の PWM調光を行うことができるほか、耐圧が高く、IN端子に 直接接続することが可能です。

ダイ温度を直接的に把握するため、DIM端子とIN端子を結ぶ 内蔵ESDダイオードの順方向バイアス電圧を測定することにし ます。バイアス電流は約100μAとなっており、ダイオードの順方 向電圧は2mV/°Kで変化します(温度制御機能を持つオーブンで ICを加熱すれば確認可能です)。これらの実験のセットアップ を図7に示します。5Vソースと56kΩ抵抗で、ESDダイオード に対する順方向バイアス100μAを供給しています。ドライバ は、LEDに200mAの出力電流を供給する設定とします。



図6. HB LEDドライバMAX16815/MAX16828の標準動作回路



図7. オンチップESDダイオードでダイ温度の過渡応答を測定するテスト装置。*EPは、エクスポーズドパッドを表します。

この状態ではデバイスに大きな電流が流れており、その電流 パスに測定対象のESDダイオードも入っています。そのため、 ボンドワイヤおよび内部メタルの寄生電気抵抗による誤差が 発生します。内部レイアウトやボンドワイヤ長から判断し、寄生 電気抵抗はワーストケースで50mΩと見積もりました。電流が 200mAのとき、ダイオードの測定結果に±10mV (max)の 誤差が発生します。温度測定の精度は、±5℃以内となります。 なお、ESDダイオードはオンチップのパワーMOSFETデバイス およびサーマルシャットダウン回路のすぐ近くに実装されて おり、この領域の温度を測定するのにベストな位置にあると 言えます。

システム定義1

ここでは、テスト装置を使って過渡的なサーマルダイオード 電圧を捕捉し、式7と式21で提示したシステムの定義式で使う 方法を紹介します。

(式11に代入する) k_Aとθ_{JA}を算出するために、チップをホット エアガンで加熱します。このときチップの電源は落としておき ます。内部で発熱しないようにするためです。ホットエアガンで 加熱するとパッケージとダイの温度が上昇します。ダイ温度の 変化は、ダイオード電圧をスコープで測定して監視します(図8)。 チップの温度があがると、式から予想されるとおり、ダイオード 電圧は指数関数的に減少します。下降半ばでホットエアガンを 切ると、パッケージとダイが冷え始めます。ダイオード電圧は 上昇しますが、このときも指数関数的に変化します。

ホットエアガンからチップにどれだけの熱量が与えられている のか、正確にはわかりません。よって、不明な部分を避けられる ように、式28を調整し、曲線の上昇(冷却)部分のみ(図8)に



図8. ダイオード電圧トランジェントのグラフ。外部ガンによる加熱(下降曲線)と 外部ガン停止後の冷却(上昇曲線)、いずれも指数曲線となっています。 あてはめます。このあてはめが、k_Aについてベストな推測値を 得られる方法です。冷却中、パッケージに流入する熱量はゼロ、 つまりP = 0でパッケージは温度が低下するのみとなります。よっ て、式28は以下のように簡略化することができます。

$$V_{DB} = V_{DA} + (V_{Di} - V_{DA})e^{-k_{A}t}$$
 (±34)

VDAは既知であり(室温における最初の測定で643mV)、VDiもわかっています(t = 0における計測値)。あとは、上昇曲線上、



図9. 式34を、ダイオードによる電圧測定のデータ数個にあてはめると、ヒート ガンで加熱後の冷却期間におけるチップ温度をダイオードで測定した結果をよく 表すことができます。



図10. 式28にあてはめを行うと、曲線の下降部分(加熱期間)の電圧測定の 結果を表すことができます。

複数の点を含むように式を調整すれば、k_Aを求めることができます。この結果、k_A = -0.0175が得られました。測定値の グラフ(秒単位で表した時間に対し、mVで表したダイオード 電圧をプロットしたもの)と、このk_Aを適用した式34のグラフを 図9に示します。

図9を見れば明らかなように、k_A = -0.0175のとき、式34は 測定データとよく一致しています。導出した式が正しいことを 検証するため、ここで求めたk_Aを用い、下降曲線と式28の あてはめを試みてみました。こちらも、良好な一致が得られ ました(図10)。つまり、システム定義1で検討したシステムに ついて、式34と実験データはよく一致したと言えます。

システム定義2

システム2の式30、31、および32のほうは検証が面倒です。 ダイで熱を発生させる、ダイオード順方向電圧からダイ温度 を測定する、測定した温度値に曲線をあてはめて、提案したRC 回路のC1電圧値をシミュレーションするという手順が必要にな ります。この作業はMATLABでプログラムを書いて行います。

熱過渡応答を記録するとき、チップ全体の初期温度が既知で あることが大事です。初期温度が既知ということは、RC回路の コンデンサの初期電圧も既知となるからです。さきほどと同じ テスト装置(図7参照)を使い、電流をスタートさせてダイオード 電圧をオシロスコープで記録します(図11)。

3通りの消費電力レベルについて過渡応答を記録し、そのデータ に曲線をあてはめます。図12の回路は、消費電力が1.626Wの ときのデータをもとに構成したものです。図13のグラフは、測定 データとあてはめデータの比較です。同じように図14のグラフ は、消費電力が2.02Wのときのデータと曲線の比較です。 図15のグラフは、消費電力が1.223Wの場合です。



図11. オンにしたオンボードMOSFETから熱が発生されている状態で MAX16828内蔵ダイオードの信号から得た順方向電圧トランジェントです。 この実験結果から、測定結果と理論モデルがよく一致すること がわかります。あるチップに合わせてRC回路のモデルを構築 すれば、IC温度の過渡応答をシミュレーションすることができ ます。このモデルを似た大きさのチップに適用し、チップの 熱特性を定義段階で確認することも可能です。ここからチップ の動作限界がわかるわけです。これがわかれば、チップの動作 モードを調整し、過熱を防ぐこともできます。

まとめ

このアーティクルでは、チップの熱挙動をRC回路という形で モデル化し、SPICEツールで簡単にシミュレーションできる ようにする方法を紹介しました。以下の方法で、このモデルの 精度を高めることができます。



図12. 図のように部品の数値を用いた、ダイが発熱する際のチップの熱過渡 応答をモデル化したRC回路の例。



図13. チップ加熱の測定値とあてはめ曲線の比較—ダイの消費電力が1.626W の場合。

- 電力消費レベルの上限と下限、中間の3個所についてデータ を取得します。3レベルのデータを使ってRC回路のあては めを行えば、実用的な電力消費レベルのほぼ全域に使える モデルが完成します。
- 複数の環境温度でデータを集めるとモデルの精度が向上します。



図14. チップ加熱の測定値とあてはめ曲線の比較—ダイの消費電力が2.02W の場合。



図15. チップ加熱の測定値とあてはめ曲線の比較—ダイの消費電力が1.223Wの場合。

このように、必要に応じてモデルの精度を高めることができ ますが、そこまで高精度に温度を知らなければならないアプリ ケーションは少数です。この手法は、アプリケーションエンジ ニアや設計エンジニア、システム設計者にとって便利だと思われ ます。詳しいチップ情報が必要な場合は、ICのRC回路モデル を会社が作り、対応するSPICEモデルを添えて提供することも できます。

リファレンス

1. Maximのアプリケーションノート3930 [Package Thermal Resistance Values (Theta JA and Theta JC) for Dallas Semiconductor Temperature Sensors] (英文 のみ)

- 2. "Package Thermal Characteristics," Actel Corporation application note AC220, (February 2005).
- 3. Rako, Paul, "Hot, cold, and broken: Thermal-design techniques," *EDN* online (3/29/2007).
- Pease, Bob, National Semiconductor, "The Best of Bob Pease. What's All This VBE Stuff, Anyhow?" (11/5/2008).

同様のアーティクルが「EDN」誌の2010年1月号にも掲載されています。

MATLABはThe MathWorks, Inc.の登録商標です。

*Da WengはMaximをすでに退社しています。

ワイヤレス基地局用 ハイリニアリティ ミキサの選定

Stephanie Overhoff (Field Applications Engineer)

Maxim Integrated Products, Inc.

ワイヤレス基地局をはじめとする最近の通信システムは、 レシーバ感度と強入力信号性能に対する要求が厳しくなってい ます。このアーティクルはミキサに着目し、データシート記載 の基本パラメータとミキサ性能の鍵となるものを紹介します。 また受信チャネルを最適化するためのベストなミキサの選び方 も紹介します。

はじめに

GSM、UMTS、そして(新しい) LTEといったワイヤレス基地局の 通信規格では、強入力信号が存在する場合のレシーバの感度 と性能など、さまざまなパラメータに最低仕様が定められてい ます。その結果、ワイヤレス基地局の無線機能ブロックはいず れも厳しい要件を満足しなければならなくなりました。受信信号 パスの中で、ミキサ性能はレシーバの感度と強入力信号性能に 大きな影響を与えます。このアーティクルでは、受信チャネル に最適なミキサを選定する際に重要となるミキサの性能とパラ メータについて説明します。

ワイヤレス基地局レシーバ

まず、ワイヤレス基地局で使用されている代表的なレシーバの ブロックダイアグラムを見てみましょう(図1)。スーパーヘテロ ダインと呼ばれるレシーバで、受信信号は2回のダウンコンバー ジョンによって周波数を逓減します。図1では、アンテナで 受信した信号を、まず、RFフィルタ1でフィルタリングします。 ここでは、普通、不要な信号を取り除きます。このフィルタ 出力をLNA (低ノイズアンプ)で増幅します。ここでは通常、雑音 指数が非常に低いアンプを使用します。

増幅した信号をRFフィルタ2でもう一度フィルタリングし、 周波数帯域を狭めるとともに、ミキサ性能を制限するおそれの ある不要な信号を取りのぞきます。フィルタリングと帯域制限を かけた信号を、次はミキサに入力し、LO (ローカルオシレータ) 信号と混合してIF周波数へダウンコンバージョンします。レシーバ のアーキテクチャによっては、このIF信号をもう一度ダウン コンバージョンし、さらに低周波数の第2 IF信号とする場合も あります。最後にIF信号を復調し、ベースバンドでの処理を 行います。

では、このレシーバチェーンで使用するミキサについて検討 してみましょう。ミキサのパラメータはレシーバの感度と強入力 信号性能に大きな影響を与えるため、十分に検討する必要が あります。

ミキサパラメータ

ミキサの入力から出力の間にSN比(信号対雑音比)がどれだけ 低下するのかを示す指標が雑音指数です。この比は、式1の ように、デシベル(dB)という対数形式で表現されるのが普通 です。

$$NF = 10 \log \frac{SNR_{RF}}{SNR_{W}} \quad [dB] \qquad (\pm 1)$$

もう1つ、重要なパラメータがコンバージョン利得(コンバージョン 損失とも呼ばれる)です。コンバージョン利得は、ミキサの構成 がアクティブであるかパッシブであるかを示す重要な指標 です。パッシブミキサでは挿入損失(コンバージョン損失)が発生 します。信号を増幅する素子が搭載されていないからです。 これに対してアクティブミキサは能動素子を持つため、コン バージョン利得が得られます。



アクティブミキサの実現方法は2種類存在します。一つは平衡 (ギルバートセル)設計の集積ミキサ、もう1つはパッシブミキサ にIFアンプ段を組み合わせて損失ではなく利得を持たせる方法 です。集積ミキサはミキサ自体がゲインを持つため、IFアンプ 段を外付けして挿入損失を補う必要がありません。

コンバージョン利得/損失=G=
$$\frac{P_{RF}}{P_{IF}}$$
 [dB] (式2)

コンバージョン利得(または損失)は、式2に示すように、dB単位 で表される対数形式です。周波数依存性があるため、ミキサの 動作周波数の全域をカバーする形で考える必要があります。 最善のレシーバ性能を得るためには、指定された周波数帯域 においてコンバージョン利得/損失の変動をできる限り少なく するべきです。

ワイヤレス基地局の場合、温度環境が変動しがちです。つまり、 コンバージョン利得/損失も、指定された動作温度範囲を カバーする形で考える必要があります。こちらも、変動が少ない 方が良い結果が得られます。通常の条件では、温度による 変動が小さいとヘッドルームを小さくすることができてシステム 設計がやりやすくなるため、温度範囲は重要なポイントとなり ます。

ミキサの強入力信号特性を記述するミキサパラメータは「1dB 圧縮ポイント」あるいは圧縮ポイント(IP1dB)と呼ばれるもの、 および2次と3次のインターセプトポイント(IP2とIP3)です。 IP1dB圧縮ポイントとは、式3の線形な式より、ミキサ利得が 1dB低下する入力電力レベルを予想するパラメータです。

$$P_{OUT} = G \times P_{in}$$

(式3)

ミキサは、同じ周波数に近い2つの強入力信号が入力に加え られたときにも、弱い信号に変換されます。この特性を記述す るのが3次のインターセプトポイント(IP₃)で、これと雑音指数 からミキサのダイナミックレンジが決定されます。IP₃が大きい ということは、高い直線性を持つミキサであることを示します。 ミキサのデータシートには、入力または出力についてインター セプトポイントが記載されています。式4を使えば、IIP₃(入力 インターセプトポイント)からOIP₃(出力インターセプトポイント)、 あるいはその逆を算出することができます。

$$OIP_3 = IIP_3 + G \tag{$\frac{z}{4}$}$$

ここで、OIP3はミキサ出力のインターセプトポイント、IIP3は 入力のインターセプトポイント、Gはコンバージョン損失ある いはコンバージョン利得です。この式から、コンバージョン損失 があるパッシブミキサは、OIP3が低下することがわかります。 この挿入損失分はRFあるいはIF利得段において補償しないと、 レシーバ全体で所定の雑音指数を実現することができません (雑音指数とは、レシーバ設計で守らなければならないパラメータ の1つです)。

パッシブミキサ対アクティブミキサ

パッシブミキサには、周波数アップコンバータとしても使う ことができるというメリットがあります。つまり、入力信号の 周波数を高いほうへ変換することができます。アップコンバータ は、トランスミッタチェーンでIF信号を最終的な送信周波数へと 変換する際によく使われるコンポーネントです。つまりパッシブ ミキサであればトランスミッタチェーンでもレシーバチェーンで も使えるため、発注する部品も在庫も1種類で済みます。

IF信号を経由せず、入力信号を直接ベースバンドにダウンコン バートする「ダイレクトダウンコンバージョンレシーバ」という ものもあります。このようなレシーバについては、ミキサの データシートに記載されているポート間アイソレーションという 仕様が重要になります。ポート間アイソレーションはLO信号と ミキサ入力信号の分離度を示す数値です。ポート間アイソレー ションが小さいとLO信号同士のミキシングが発生し、ミキサ 出力にDCオフセットが発生してレシーバ性能が低下します。

ミキサでは周波数変換が行われるため、ミキサスプリアスと呼ばれる新しい周波数が発生します。このスプリアスは十分な検討を加える必要があります。特に、(2RF-2LO)と(3RF-3LO) におけるスプリアス、およびレシーバのIF周波数と一致する高次のスプリアスに注意が必要です。この挙動は、2 x 2パラメータ、3 x 3パラメータという形でミキサのデータシートに記載されています。

このようなパラメータのほか、集積度も考慮すべき点の1つとなります。用途によっては、ミキサコアにLOアンプ、バラン、LOスイッチまで集積したほうがよい場合もあります。

設計柔軟性を実現する 共通PCBレシーバレイアウト

1つのレイアウトで複数の周波数帯域をカバーすることができ れば、開発の労力を削減することができます。900MHz GSM システム用に設計したレシーバが、部品の一部を交換するだけ で1800MHz GSMシステムに使うことができるようになります。

共通PCBレイアウトで複数の周波数帯域をカバーし、ワイヤ レスインフラストラクチャを構築したい場合、ピンコンパチブル なミキサのファミリが便利です。GSM、UMTS、WiMAX™、 およびLTEを処理可能なマルチスタンダードワイヤレス基地局 が1つのレイアウトで構築することができればベストでしょう。

レシーバチェーンにMAX2029などのパッシブミキサを採用 すれば、レシーバ信号のダウンコンバートを行うミキサと同じ 回路のミキサをトランスミッタ側ではIF信号から最終送信周波 数へのアップコンバートに使うことができます。LOバッファ アンプ、バラン、およびLOスイッチなどの外付部品まで集積した 回路の例を図2に示します。



図2. パッシブミキサのブロックダイアグラム

MAX2029をダウンコンバータとして使うと、IIP3は36.5dBm、 IP1dBは27dBm、コンバージョン損失は6.5dB、雑音指数は 6.7dBとなります。MAX2029はSiGeプロセス技術によって 高い性能を実現しているため、高い直線性と低い雑音指数が 重要な基地局用途に適しています。

MAX2029は2RF-2LO除去(-10dBm RF入力信号で72dBc)を 行うことができるため隣接高調波のフィルタリングが緩和され、 シンプルで費用対効果に優れたフィルタとなります。周波数 帯域も、下限が815MHzから1000MHzまで使用可能です。 MAX2029とピンコンパチブルなミキサファミリ製品には MAX2039やMAX2041などがあり、1つのレシーバ用PCB レイアウトで複数の周波数帯域と複数の通信規格を処理するこ とができます。

アクティブミキサは、平衡(ギルバートセル)設計とするか、パッシブ ミキサにIFアンプ段を組み合わせる形とします。後者の例が MAX9986です。MAX9986は雑音指数が低いため、ミキサ 段上流のRF利得を低く抑えることができ、レシーバ全体の 直線性が改善されます。カスケード雑音指数を引き下げるために ミキサ上流の利得を大きくする場合、ミキサの直線性が高く なければレシーバ全体の直線性が落ちてしまいます。

同様のアーティクルが「Elektronik Informationen」誌(ドイツ語)の2008年7月号、および 「High Frequency Electronics」誌(英語)の2009年10月号にも掲載されています。 WiMAXはWiMAX Forumの商標です。

適切なミキサを選定する

インターネットでミキサを探すとき大変なのは、さまざまな ミキサの仕様をチェックして歩かなければならない点です。 その上で最適な製品を選ぶ必要があります。幸いなことに、 このような作業をしてくれるウェブベースのパラメトリック 検索ツールがあります。パラメトリック検索をすれば、 用途に適したICをすばやく見つけることができます。フィ ルタリング情報の検索条件と対応部品のリストが1つの ページにまとめられており、条件を変更すると部品リスト が更新されます。検索機能としては、シングルクリックの フィルタリング、スライディングフィルタコントロール、 マルチレベルソート、その他豊富なツールチップが用意さ れています。これほど簡単に、用途に適した部品を選べる 方法はほかにありません。

図3は、基地局用に設計された、10dBの利得を持つ アクティブミキサの検索結果です。推奨された部品は MAX9986でした。推奨部品をクリックすると、当該部 品のクイックビューページが開き、そこからデータシート、 アプリケーションノートなどの情報を確認することができ ます。

Maximが提供するこのウェブツールのパラメトリック検索 では、ユーザーがクリックする前にフィルタ設定に合う製品 の数がわかります。「スマート」な検索アルゴリズムにより、 有効な条件のみが表示されます。該当部品がなくなる 選択肢は選ぶことができません。このパラメトリック検索は 最新のWeb 2.0技術で開発されており、ユーザー側のシス テムにプラグインをインストールする必要がありません。



図3. このウェブツールを使うと、フィルタ設定に適した製品の数が すぐにわかります—クリックする必要もありません。



Maurizio Gavardoni (Sr. Product Definer, Amplifiers and Sensors)

Maxim Integrated Products, Inc.

このアーティクルでは、高電圧、大電流駆動のオペアンプに よって電圧信号を±20mAあるいは4~20mAという電流信号に 変換し、工業用プロセスコントロールに使う方法を紹介します。 実例には、オペアンプのMAX9943を使用します。実験方法 と試験結果も紹介します。

はじめに

工業用プロセスコントロールでは、昔から電流ループが使われてきました。電流ループを使うと、遠方のセンサーから中央の処理ユニットへ情報を伝達したり、中央ユニットからリモートアクチュエータへ情報を伝達することができます。このような用途では4~20mAの電流ループが広く普及していますが、±20mAの電流ループも一部で使われています。負荷がローインピーダンスの場合、大電流で駆動可能な高電圧オペアンプを採用すると、外付けFETが不要で回路設計がシンプルになるというメリットがあります。

このアーティクルでは、高電圧/大電流駆動のオペアンプを4~ 20mA電流ループで使う方法を紹介します。DACの電圧信号を オペアンプで±20mAあるいは4~20mAの電流出力に変換 するものです。実例にはオペアンプのMAX9943を使用しまし た。試験データも紹介します。

電流ループの基本

電流ループは、基本的に、センサー、トランスミッタ、レシーバ、

およびADCあるいはマイクロコントローラで構成されます(図1)。 物理パラメータ(圧力、温度など)をセンサーで測定すると、 結果に対応する出力電圧が得られます。このセンサー出力を、 トランスミッタで4mAから20mAの電流信号に比例変換し ます。レシーバ側では、この4~20mAの電流を電圧に戻します。 レシーバが出力する電圧を、ADCかマイクロコントローラで ディジタル化します。

このように電流ループでは、電流変調の信号で情報を伝達します。4~20mAのシステムにおいては、一般に、4mAがセンサーのゼロ出力、20mAがフルスケール出力を表します。この方法では、ループ故障(0mA、障害状態)をセンサーのゼロ出力(4mA)と簡単に区別することができます。

電流ループには、電圧変調信号と比較してノイズの影響を受け にくいという特長があります。このため、ノイズが多い工業 環境においてよく使われます。信号の伝達可能距離も大きく、 遠くの地点と情報をやりとりすることができます。一般には、 中央にシステム用マイクロコントローラを置き、センサーを リモートに設置します。

マイクロコントローラやDSPからアクチュエータという第2の 電流ループを持つ複雑なシステムもあります(図2)。第2の電流 ループでは、ディジタル情報をDACでアナログの電圧信号に 変換します。DACの出力電圧を電流ループのトランスミッタで 4~20mAあるいは±20mAの電流信号に変換し、アクチュ エータを駆動します。このようなシステムは、送配電網のモニタ リングシステムなどに採用されています。高度なアルゴリズムで システムの現状を監視し、状況が変化する方向を予想すると ともに、動的にシステムを調整する制御ループを実現するよう な場合です。

オペアンプを大電流駆動が可能な VIコンバータとして使用する

図3の回路は、2つのオペアンプと数個の外付抵抗で構成した VI (電圧から電流への)コンバータです。オペアンプ(この例で はMAX9943)の場合、±15Vの電源電圧で±20mA以上の出力 電流で低インピーダンス負荷を駆動することができます。



MAX9943は36V対応、高出力の電流駆動型オペアンプです。 このオペアンプは、負荷の静電容量が1nF以下で安定的な 動作を期待することができます。DACの電圧信号を4~20mA あるいは±20mAの電流信号に比例変換する工業用アプリケー ションに最適なデバイスです。 入力電圧、VINと負荷電流の関係は式1で与えられます。

 $V_{IN} = (R2/R1) \times R_{SENSE} \times I_{LOAD} + V_{REF}$

(式1)



図2. 複雑なシステムは、アクチュエータをコントロールする第2の電流ループを持ちます。



図3. VIコンバータでDAC出力を負荷電流に変換します。この回路では2つのオペアンプのMAX9943を使用しています。

実例では、以下の回路定数を使用しました。

$$\label{eq:R1} \begin{split} R_1 &= 1 k \Omega \\ R_2 &= 10 k \Omega \\ R_{SENSE} &= 12.5 \Omega \\ R_{LOAD} &= 600 \Omega \end{split}$$

負荷は数百オーム程度というのが一般的です。しかし、グランド 短絡障害が発生した場合のほか、レシーバ側の電圧負荷を 減らして信号の長距離伝送を行いたい場合など、大幅に低い インピーダンス負荷となることもあります。

 V_{REF} は、DACのリファレンス電圧と同期させることができます。 この場合、電圧(V_{IN})はすべて V_{REF} に対する比となり、 V_{REF} の 変動による誤差がなくなります。

±2.5Vから±20mAの電流駆動を行う

図3の回路は、±20mAの電流駆動回路としても使用すること ができます。 図4に示すように、V_{REF} = 0Vのとき、-2.5Vか ら+2.5Vの入力レンジで定格±20mAの電流出力が得られます。 入力電圧(V_{IN})と「上流側」オペアンプの出力電圧(V1)との関係 は、次式で与えられます。

$V_{IN} = (R2/R1) \times (1 - \alpha/\beta) \times V1 + V_{REF} \times$	
$(1 - (R2/R1) \times 1/(\beta \times (R2+R1)))$	(式2)

ただし、

$\alpha = (1/R_{SENSE}) + R2/(R1 \times (R1 + R2))$	(式3)
---	------

 $\beta = (1/R_{SENSE}) + (1/R1) + (1/R_{LOAD})$ (式4)

使用する部品定数を式2、3、および4に代入すると、

$$V1 = 4.876 \times V_{IN} - 4.872 \times V_{REF}$$
 (式5)

式5の関係は、出力デバイスの飽和を避けやすい形式となって います。V_{IN} = +2.5Vのとき、下側オペアンプの出力(V1)は約 12.2Vとなります。入力電圧が2.5Vを超えて上昇するとどこか で出力デバイスが飽和し、出力電圧の上昇がとまります。図4 の線が理想から外れて水平となります。負入力が-2.5Vよりも 下がった場合も、同様のことが起こります。

図4のデータを見ると、MAX9943は出力電流が±21.5mAの 辺りまで直線性を保って動作していることがわかります。これは、 入力で±2.68V、上流(下側)オペアンプの出力で±13Vあたりに 相当します。MAX9943は負電源電圧に非常に近い電圧まで 出力可能であるため、負電流のほうはかなり大きな値まで出力 可能です。これに対して正電源側は制約が厳しく、約2Vが限界 となります。(限界は負荷によって変化しますが、プロセスや 温度の関係からワーストケースの仕様として2Vという値が出て きました。)



図4. ±2.5Vの入力電圧から±20mAの出力電流が得られます。青のラインは 理想的な利得曲線、赤のラインは実測値です。V_{CC} = +15V、V_{EE} = -15V。



図5. ±3Vの入力電圧から±24mAの出力電流が得られます。青のラインは 理想的な利得曲線、赤のラインは実測値です。V_{CC} = +18V、V_{EE} = -18V。

マージンを確保したい場合やキャリブレーション用の余裕を 確保したい場合など、アプリケーションによっては、もっと大きな 出力電流を必要とすることがあります。そのような場合は、 図3の回路に(±15Vではなく)±18Vの正負電源を加えます。 これで±24mA(±3Vの入力に対応)まで直線的に駆動可能と なります。このときの性能を図5に示します。

0~2.5Vから4~20mAの電流駆動を生成する

式5に戻ると、 $V_{REF} = -0.25Vのとき、0Vから+2.5Vの入力$ で2mA~22mAの電流出力が得られることがわかります(図6)。定格で4~20mAの電流ループを設計する際、ダイナミックレンジに「余裕」を持たせ(2mA~22mAなど)、ソフトウェアキャリブレーションを可能にするのが一般的です。もっと大きな電流が必要な場合は、すでに述べたように、MAX9943の回路に±18Vの正負電源をかけるという方法があります。

まとめ

遠方のセンサーから中央の処理ユニットへ情報を伝達したり、 中央ユニットからリモートアクチュエータへ情報を伝達しなけ ればならない工業用アプリケーションでは、電流ループが広く 利用されています。

センサーやDACの電圧出力を4~20mAあるいは±20mAの 電流に変換しなければならない制御ループアプリケーションには オペアンプのMAX9943が最適です。MAX9943は幅広い 温度範囲において、高精度な大電流駆動を実現します。長距離 伝送線路でよくある1nFまでの容量性負荷にも適しています。



図6. 0Vから2.5Vの入力電圧から4~20mAの出力電流を作ることができます。 青のラインは理想的な利得曲線、赤のラインは実測値です。 $V_{CC} = +15V$ 、 $V_{EE} = -15V_o$