これからの電源回路設計手法

出典：「トランジスタ技術」2005年10月号～2006年10月号
この冊子はCQ出版社「トランジスタ技術」誌の許可を得て複製しております。
この冊子に記載されている記事・写真・図表などの無断掲載を禁止します。

目　次

■ 携帯機器用 超小型電源 1 1

■ 電池の残量管理 2 3

■ 電源の分散とPOL　その1 3 5

■ 電源の分散とPOL　その2
　— 電源の立ち上がりと制御 4 7

■ バッテリのセキュリティと認証 5 9

■ 電源のデジタル化 6 11

■ リチウムイオン電池とその充電 7 13

■ 絶縁された回路への電源供給 8 15

■ 昇降圧コンバータの使いこなし 9 17

■ 環境規制とグリーン電源 10 19

■ 次世代の中間バス方式と要求されるPOLパワーモジュール 11 21

■ 面実装時代の熱設計
　— 放熱の基本と熱抵抗モデル 12 23

これからの電源回路設計手法 1

携帯機器用　超小型電源

携帯機器では，内部回路が必要とする電源の種類が多様化しているため，電池というひとつの電源から何種類もの電圧を効率良く作り出さなければなりません．そのためのキーワードは超小型と高効率です．

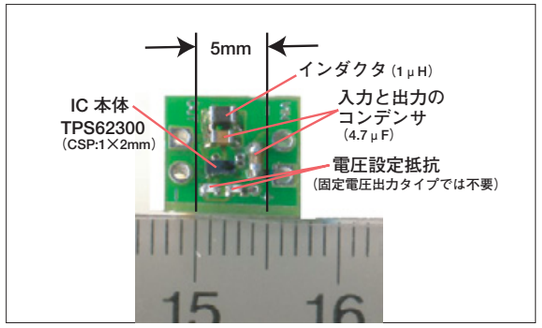


図1　3MHzスイッチングで500mA出力の電源を省スペース実装

電源は超小型・高効率が必須

携帯電話やデジタルカメラ，ノートパソコン用の通信カードといった携帯機器では，搭載される電源の数が増え続けています．例えば，携帯電話では１セルのリチウム電池だけがパワーの源ですが，回路側ではCPU，メモリ，ディスプレイなどの各部分で電圧など必要とする電源仕様が異なります．このため，今では携帯電話で30チャネル，デジタルカメラでも８チャネルを超える電源が必要とされます．

携帯機器は電池駆動であることから，小型化に加えて，電力の効率化も重要です．したがって電源の自己消費量はできるだけ小さく抑えなければなりません．このため，各部で使用される電源（POL）も，これまでのシリーズレギュレータから，効率の良いスイッチング電源に取って代わろうとしています．回路的には，スイッチング電源の中でも効率の良い同期整流型が主流です．

3MHzの高速スイッチング

スイッチング電源を小型化するには，周波数を高くするのが第一です．電源ではエネルギーを蓄積するインダクタと入出力のコンデンサが大きなスペースを占めますが，周波数が高いほどこれらのサイズを小さくできます．

テキサス・インスツルメンツ（以下TI）では，携帯機器用に1MHzと3MHzの高速スイッチングを実現した制御IC製品を提供しています．

図1は3MHzスイッチングの降圧電源（TPS62300）の実装例ですが，約5mmの範囲に全てが実装できています．制御ICのサイズはわずか1×2mm（8ピンのCSP）で，入出力のコンデンサには0603サイズの積層セラミックコンデンサ（4.7μF）が使えます．高さの面でもTPS62300自身の高さ（ハンダボールを含む）は0.625mm以下であり，全体でも高さ1mm以下のDC/DCコンバータを構成できます．

この大きさで電流は500mAも取り出すことができます．ちなみに，3MHzの周期は333nsですが，同品では最小オン時間35nsを保証しており10～100%デューティ可変です．これは入力電圧が6Vであっても0.6Vの出力が可能であることを意味します．

なお，1.5Vや1.8Vなどの出力電圧固定タイプの場合は外付け抵抗が不要となり，より小さく実装できます．

さらに，TPS62300自身の変換効率は最高93%に達します．**図2**に実例を示しました．また，負荷がアイドル状態で出力電流が少ない場合は，間欠的に動作するパワーセーブモードを備えています．自己消費電流は3MHzの高速にも係わらす85μAとわずかです．なお，1MHz動作のTPS62200シリーズでは15μAを達成しています．

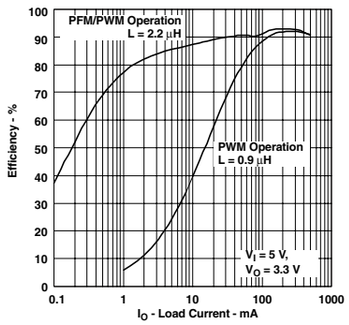


図2　TPS62300の変換効率は最高93%!

FET内蔵

スイッチング電源ではスイッチとなるFETもスペースを占めます．このため，TIでは携帯機器用電源はFETを制御IC内に取り込みました．シリコンの面積当たりのコストはICよりもFETの方が安くできます．その意味では，FETは外付けした方が有利なのですが，実装コストと面積は大きくなってしまいます．さらに，外付けで配線するとゲート回路での浮遊容量と寄生インダクタンスが増すため，3MHzといった高い周波数でスイッチすることが困難になるのです．

同社ではさらに，ICの微細プロセスをFET部分にも応用することで，内蔵でしかできない細かな特性の制御を行っています．

FETを内蔵することで回路的にも工夫が見られます．

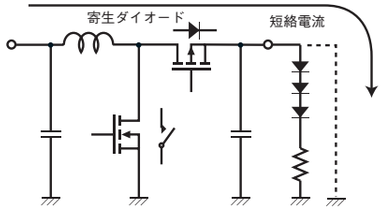


図3　同期整流昇圧コンバータと寄生ダイオード

図3は昇圧コンバータの例ですが，通常FETには寄生ダイオードが必ずできます．この場合，例えば負荷が短絡すると寄生ダイオードが導通して大きな電流が流れ，回路が破壊される危険があります．これに対してTIの製品では，シャットダウン時には寄生ダイオードがオフするようにFETの土台となるバックゲートの電圧を制御しています．これは，FET内蔵でなければできない技です．

高性能と高信頼を生み出す回路の工夫

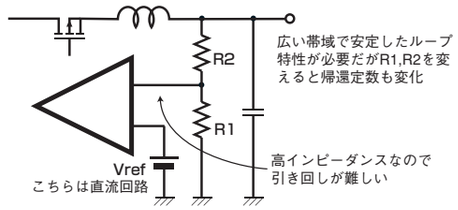


図4　従来の出力電圧のフィードバック

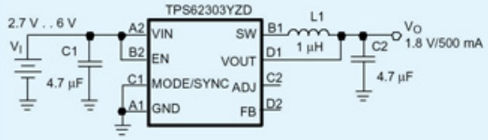
携帯機器用超小型電源では，回路面でも様々な工夫を施すことが必要です．例えば，**図4**は出力電圧の帰還回路部分を示したものです．図で出力電圧を変えるにはR1とR2の比を変更するのが一般的です．**図1**の実装写真で示した２本の抵抗がこれに相当すると考えがちですが，TIの携帯用電源ではR1とR2に相当する抵抗は固定であり，しかも内蔵されています．実は，**図1**の２本の抵抗は，リファレンス電圧（**図4**のVref）を設定するための抵抗です．理由は幾つかありますが，こうすることで，出力電圧設定を変えても帰還定数が変わらなくなるため，回路が安定して動作することがあげられます．出力の帰還はDCの制御の他に過度応答特性の制御にも使われるため，広い周波数範囲での複雑な位相補償が必要になるからです．TIではさらに，誤差アンプを２つのルートに分ける多重帰還を採用し，DCと過度応答特性双方に対して最適な帰還がかかるように工夫しています．また，直流であるリファレンス側を制御するようにしたことで，DACなど外部からの出力電圧制御が可能になるというメリットも得られます．

■携帯機器向け高性能電源IC

TPS62300

3MHz　500mA

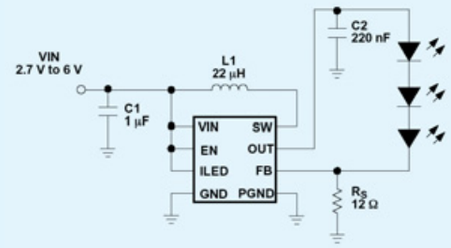
チップスケール同期整流降圧コンバータ



・パッケージ：8pin 1mm×2mm CSP
　　10pin 3mm×3mm QFN
・3MHz動作で最高93%の変換効率
・PWM時出力電圧精度：−0.5%～1.3%
・入力電圧：2.7V～6.0V
製品情報：www.tij.co.jp/TPS62300/

TPS61060

デジタル& PWM輝度コントロール付き
定電流LEDドライバ



・パッケージ：8pin 1.5mm×1.5mm CSP
　　8pin 3mm×3mm QFN
・入力電圧：2.7V ～ 6V
・1MHz固定周波数動作
・400mAスイッチング及び同期整流FET内蔵
・最高80%の高効率
製品情報：www.tij.co.jp/TPS61060/

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビルディング
URL www.tij.co.jp

これからの電源回路設計手法 2

電池の残量管理

出先でノートパソコンを使うときに，残り少ない電池の残量を気にすることがよくあります．最近では「Impedance Track™」など，電池の残量をこれまでよりも正確に知ることができる新しい残量計測技術が開発されています．

モバイル機器を長時間安心して使いたい

ノートパソコンやデジタルカメラなどモバイル機器を使う際，内蔵された電池の充電残量は常に気になる問題です．電池の多くはリチウムイオン電池で，残量情報はインジケータなどで表示されるほか本体にも取り込まれますが，その値が正確であることが重要です．実際は残りが少ないのに余裕があるように表示され，突然シャットダウンされては困ります．反対に，まだ余裕があるのに本体機器が放電末期と判断して終了処理に入ってしまうと，電池の残容量を無駄にしてしまうことになります．正確な残量測定は，モバイル機器をより長い時間安心して使うための必要条件と言えるでしょう．

これまでの残量測定方式と問題点

電池の“真の”残量というのは，その電池を放電させてみなければ測ることができません．そこで，実際の電池では残量と何らかの相関を持つ別のパラメータから“推定”する方法が採られています．

これまで，電池の残量を推定するパラメータとしては，電池電圧と積算電流のふたつが多く用いられてきました．電池電圧は放電が進むにつれて低下するので，この性質を利用して残量を推定します．しかし，この方法には幾つかの問題があります．まず，電池の製造ばらつきや劣化に伴う特性の変化に対応できません．また，放電の中盤以降では電圧の変化率が小さく，十分に精度を出すことができません．さらに，負荷が接続された状態では，電池の内部抵抗と出力電流による電圧降下（IR ドロップ）を生じるため，あたかも放電が進んでいるような低い端子電圧が測定されてしまい，負荷側の回路がシャットダウン動作に入ってしまうという問題もありました．

二番目の積算電流は充放電の電流値を常時監視して積算値を求めます．そして，電池から出し入れした電荷量を積算することで電池残量を推定します．電流積算法は端子電圧を監視する方法よりも原理的に高精度ですが，どこかに誤差要因があると，誤差も積算されて残ってしまうという問題があります．例えば，完全放電と充電を行った後でなければ，蓄積された真の電荷量を知ることができません．

これまでは，この２つのパラメータを組み合わせなどをして補正してしきましたが，根本的な解決には至りませんでした．

正確な開放電圧と内部抵抗の測定

電池電圧から残量を推定する場合の問題点には，出力電流による電圧降下がありました．ということは，負荷がかかっていない開放状態の電圧（OCV）を測定すればよいことになります．実際に同じ化学組成のリチウムイオン電池の開放電圧は，**図１**に示したように異なるメーカでの同様な特性を示します．

ただし電池の充放電は化学反応ですので，状態変化に伴う緩和時間（relaxation time）があります．

従って負荷を停止して直ぐに電池電圧を測定しても，本来の開放状態の電圧を得ることができません．次に，電池の劣化状態によって変化する内部抵抗を知るためには，負荷電流に対する電池電圧の応答を測定します．内部抵抗は原理的には開放電圧と負荷時の電圧・電流から求めることができます．ところが，実際の電池の内部抵抗は温度負荷電流，電池の残容量などによって大きく変わってしまいます．

Impedance Track™

テキサス・インスツルメンツの Impedance Track™ は，このような電池特性研究の成果として開発された新しい電池残量管理技術です．

まず，開放電圧は，**図２**に示したように，負荷が停止した後，十分な緩和時間を経てから測定します．また，内部抵抗は，負荷のオン・オフ時の電圧の過渡応答波形からインピーダンスを算出します（**図３ a,b**）．

これらの測定結果を，電池の測定結果に適用することで，温度・負荷電流・電池残量に対応して残量の測定精度を格段に高めています．**図４**は，本来の容量が 4,000 m Ah ある電池を敢えて 3,500 m Ah であるかのように設定したものについて，放電中の残量測定結果を示したものです．この図に示めされるように，Impedance Track は実際の電池セル特性や経時変化に対応して，自動的に残量計測結果を補正します．

Impedance Track は，現在，ノートパソコン用のスマートバッテリ規格（SBS 1.1）に準拠した残量管理 IC のアルゴリズムとして採用されていますが，この技術は，携帯電話やデジタルカメラをはじめ，あらゆるモバイル機器に応用できるため，今後が期待されています．

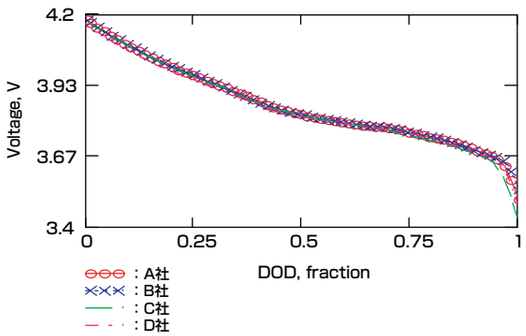


図1　Liイオン電池の開放電圧特性

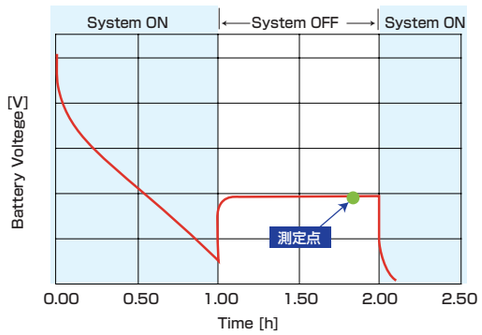


図2　開放電圧の変化と測定点

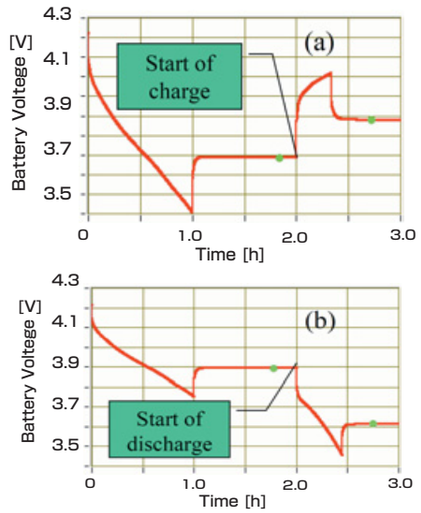


図3　充電(a)と放電(b)時の過渡現象

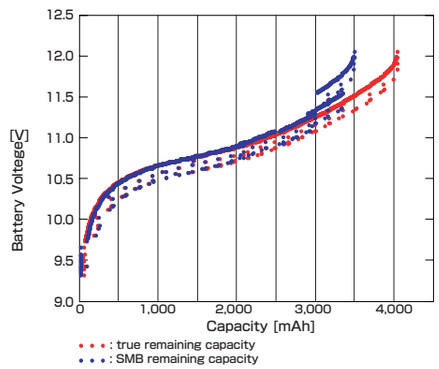
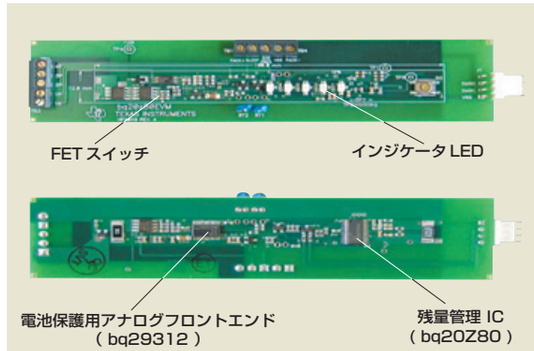


図4　残量の自動補正



写真は,保護ICやインジケータランプと組み合わせた評価ボード
実際にはこれらの回路がバッテリパックに内蔵される

■高性能電池残量管理IC

bq20z80 Impedance Track™ 技術搭載

SBS1. 1 準拠　ガスゲージ［電池残量管理 IC］

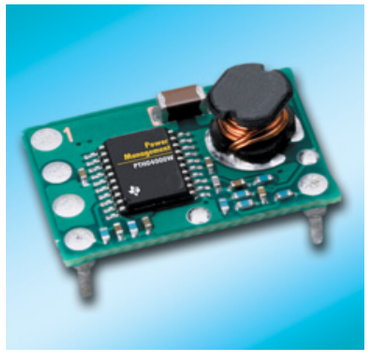
・リチウムイオン・リチウムポリマ電池の残量管理
・1%以内の残量計測精度
・満充電容量学習に充放電サイクルが不要

URL:www.tij.co.jp/ImpedanceTrack/

TEXAS INSTRUMENTS

日本テキサス･インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

※ Impedance Track™はテキサス・インスツルメンツ社の商標です．



これからの電源回路設計手法 3

電源の分散とPOL　その1

最近の電子機器では一枚のボード上に多数の電源が搭載されるようになりました．特に，中・大型機器では負荷となるデバイスの直近に電源を配置するPOL(point of load：ポイント・オブ・ロード)が主流となっています．

電源の多様化・高精度化とトポロジーの進化

電子回路の血液とも言える電源は，システムやデバイスの高度化に伴ってそのスタイルが大きく変わってきました．

旧型のシステムにおける電源のトポロジー(接続形態)は，集中電源でした．一カ所に大きな電源を置いて各回路に分配するスタイルです(**図1**)．旧時代の電子回路ではアナログは12V，デジタルは5Vという具合に回路やデバイスの電圧仕様がほぼ統一されており，デバイスの消費電流も今ほど多くなく電源を1箇所に集中して配置するのが効率的だったのです．

ところが，最近ではCPUコア，DSP，メモリ，周辺回路やI/Oなど，個々のデバイス毎に要求電圧が異なります．低電圧化も急速で，要求仕様が高度化しています．例えば，5Vで±5%の誤差は±250mVですが，1Vでは同じ5%の誤差が50mVになり5V時の5倍の精度が要求されます．結果的にシステム内で高精度の電源が多数必要になりました．

こうした問題に対応するため，最近のシステムにおける電源トポロジーは分散型になっています．特に，携帯電話の基地局，薄型テレビ，DVDレコーダなど比較的規模の大きな電子機器では，最終的な電圧を造り出す電源を回路やデバイスの直近に配置するPOL(point of load：ポイント・オブ・ロード)のレイアウト方式が主流です(**図2**)．負荷となるデバイスの電流容量は増す傾向にあり，電源の出力からデバイスの電源端子までで生じる電圧降下と変動が無視できないことや，高感度のRF回路やセンサ入力回路などでは電源から侵入するノイズにも注意しなければならないことがPOLを使う主な理由です．

POLの実際

● 多チャネル電源かPOLか

一台の機器内に多数の電源を必要とするという事情は携帯電話などの小型機器でも変わりません．小型機器の場合では，POLではなく多チャネルのワンチップ電源から配電する例が多くなっています．小型機器ではデバイスの消費電流が小さいうえに高密度実装を第一に優先するからです．つまり，システムのトータルパワーが大きなものほどPOLが相応しいと言えます．

● 中間電圧を何ボルトにするか

分散電源で採用される中間バスの電圧は，5V，8V，12Vなど様々です．電圧は，システムの入力(AC100VかDC48Vかなど)や負荷となるデバイスの要求電圧と電流容量，そして，システムトータルの電力効率から最適値を求めます．例えば，負荷側で5V要求が多い場合に中間電圧を5Vにするのは適当ではありません．

● スイッチングかシリーズ・レギュレータか

電子機器では，今やスイッチング電源が全盛のようにとらえられることもありますが，実際の機器ではPOLに最低入出力電圧差が小さなシリーズ・レギュレータ(以下LDO：Low Dropout)が盛んに用いられています．LDOはスイッチング電源に比べて低ノイズで，リップル抑圧比などの特性(**図3**)が良く，回路が簡単なデバイスが多いからです(**図4**)．

高感度のセンサアンプ，RF回路，映像信号回路，高精度のA/Dコンバータなどに対しては基本的にLDOが向いています．ただし，LDOは原理的に入出力電位差×負荷電流に相当する電力を消費します．これに対してスイッチング電源は原理上，無損失の電圧変換器であり自らは電力を消費しません．実際80%～90%近い効率が得られます．なおスイッチング電源とLDOでは，主電源(Bus Power)から見た負荷電流の大きさや過度的な電流値が異なることに配慮が必要です．

● 外付け部品の数と選択

スイッチング電源の特性はエネルギー蓄積用のインダクタ，スイッチとなるFET，入出力のコンデンサなど外付け部品に大きく依存します．しかし，実際にはデータ・シートに指定されたものとは異なる部品でセットを組まなければならないことが多く，その場合の特性を予測することは難しいものです．また，ボード上の部品配置やパターンレイアウトによってノイズ特性などに違いが現れます．これら設計に依存する不確定要素を少なくするためには，部品点数が少なくて済む電源を選択するのもひとつの解決策です．テキサス・インスツルメンツ(TI)では，電源全体をひとつのプラグイン・モジュールにしたPTHシリーズやFETを内蔵したSWIFT™などの幅広い製品を提供しています(**図5**)．

● 悩ましい熱設計

電源は少なからず発熱を伴うので，熱設計を欠かすことはできません．消費電力が少ない場合は電源の損失(発熱量)に対してパッケージの熱抵抗(放熱能力)を簡単な計算で確認できます．消費電力が大きい場合は，慎重な設計を要します．POLは負荷となるデバイスの直近に置かれるので，両者を総合した発熱と放熱を考えなければならないからです．

ためらわずにプロのアドバイスを受けよう

集中電源の時代には，電源が物理的に独立して存在していたため，電源設計を得意とする電源のプロフェッショナルに設計を任せることができました．しかし，現在のPOLシステムでは，電源がデバイスに付随してボード上の各部に配置されるため，デジタル回路やシステムの設計者が電源を含めて設計しなければならない機会が増えてきました．電源の部外者にも電源のプロの能力が求められているわけです．ただ，そうは言っても，一人の技術者が信号という「神経系統」と電源という「循環器系統」の両方をマスターするのには時間がかかります．

電源設計で不安を感じたときは，ためらわずプロのアドバイスを求めましょう．周囲にプロがいなければ，メーカを活用してください．例えば，TIでは，電源設計のためのサポート体制を充実させています．電源設計用のソフト(SWIFT/TPS40K Design Software)や評価ボードを供給しており，個々の条件に合った回路やパターン設計のサポートを行っています．設計の構想段階からプロフェッショナルのサポートを受けることは，無駄のない製品開発への近道です．

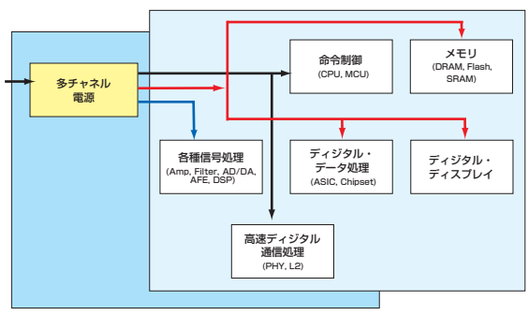


図1　集中電源システム

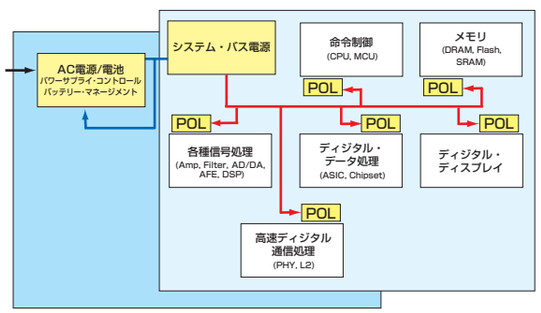


図2　POLによる分散電源システム

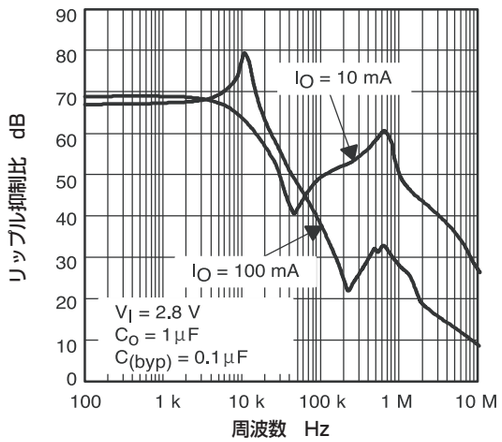


図3　LDOのリップル制御特性

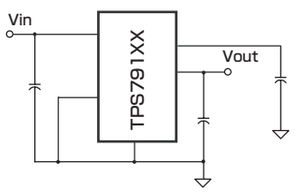
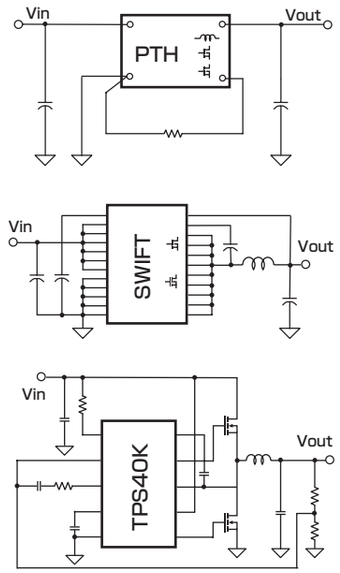


図4　LDOは設計も実装も簡単



(A) モジュール
PTHシリーズ
http://www.tij.co.jp/pthad/

(B) FET内蔵
SWIFTシリーズ
http://www.tij.co.jp/swift/

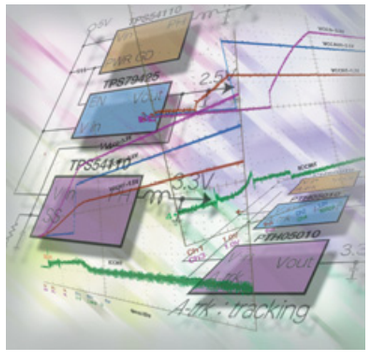
(C) FET外付け
TPS40Kシリーズ
http://www.tij.co.jp/tps40k/

図5　スイッチング電源の3つのスタイル
設計の容易性・柔軟性とシステムコストから最適なスタイルを選択する．

TEXAS INSTRUMENTS

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

※SWIFTはテキサス・インスツルメンツ社の商標です．



これからの電源回路設計手法 4

電源の分散とPOL　その2
―― 電源の立ち上がりと制御

FPGA/ASIC/DSPなどのLSIや，これらを搭載したボードでは，各部に供給する電源が立ち上がる速さや順序を細かく規定しているため，各POL(ポイント・オブ・ロード)はこれに対応しなければなりません．

■ 年を追ってシビアになる電源の立ち上がり

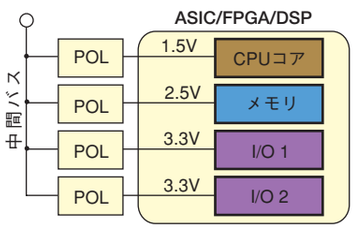
最近のLSIは，コア部分に1.5V，I/Oには3.3Vといった具合に内部の各ブロックに対して個別に電源を必要とするため，それぞれに対してPOL(ポイント・オブ・ロード)の電源を配置しなければなりません．さらに，FPGAやASIC，DSPなどのプロセッサでは，データシート上で各電源が立ち上がる速さや順序が細かく要求されており，各POLはこれに準拠した立ち上がりを求められています(**図1**)．

背景にはプロセッサの内部システムが複雑化したことやプロセスの微細化が進んだことでプロセッサの内部デザインがタイトになってきているという事情があります．プロセッサの内部は，CPUやDSPのコア，メモリ，I/Oなど多数の機能ブロックで構成され，各々に個別の電源を必要とします．この場合，あるブロックが立ち上がった時点で他が立ち上がっていないなど，立ち上がり時の電源状態が予期しない関係に陥ると，動作が不定になったり誤動作したり，フリーズしたり最悪の場合には破損したりする恐れがあります．

電源の立ち上がりを規定するようになったもうひとつの大きな理由です．立ち上がり時に電源部の大容量コンデンサ(バルクキャパシタ)を充電する突入電流の増加です．大きな突入電流とキャパシタのESL(等価インダクタンス)は電源電圧の瞬時的な低下をもたらし，誤動作の原因になります．

突入電流を緩和するためには個々の電源に対してゆっくりとした立ち上がりが要求されます．多くのPOLには突入電流を緩和するためのソフトスタート機能が搭載されていますが，それでも立ち上がりが重なり合うと，全体としては突入電流を無視できなくなります．

図1
LSI内の各部に供給する電源が異なると共に，各電源が立ち上がる順序や速度が細かく規定されるようになってきた



さらに，プロセスの微細化でデバイス内部の耐圧が減少していることも電源の立ち上がり条件を厳しくする要因になっています．立ち上がり時には各ブロック間に定常時とは異なる電位差の関係を生じることがあるからです．

■ 立ち上がりには三つのパターン

実際に複数のPOL電源に要求される立ち上がりには三つのパターンがあります(**図2**)．

まずは，同時立ち上がりです．複数のPOLが同時に同じ傾斜(dV/dT)で立ち上がるものです．傾斜は同じですが各々が到達する電圧は違うので，立ち上がり時間はPOL間で異なることになります．

二つめはレシオメトリックな立ち上がりです．こちらは各々に定められた電圧に到達するまでの時間を等しくします．したがって同じ時間に異なる傾斜で立ち上がる必要があります．

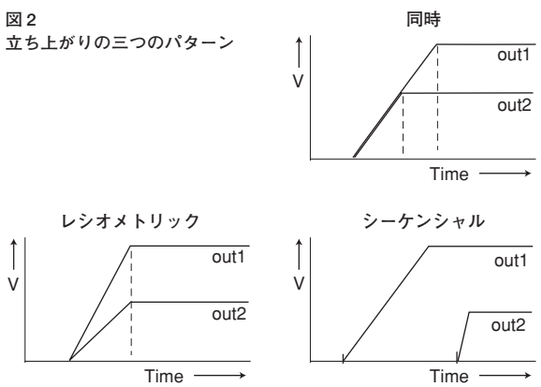
三番目は立ち上がりに順序と時間差を定めるシーケンシャルな立ち上がりです．I/Oの電源が立ち上がった10ms後にコアの電源を立ち上げるというな例があります．

多くの場合，これら三つのパターンは1個のプロセッサあるいはひとつのシステムの中で組み合わせて利用されます．

■ 立ち上がりの制御手法

各POLの立ち上がりを制御する際にポイントが二つあります．ひとつは，各POLに装備されたソフトスタート機能を利用することです．新たに回路を追加する方法もありますが最近のレギュレータには立ち上がりの突入電流を緩和する目的でソフトスタート機能が備わっています．その多くは外部に時定数用のコンデンサを付けることで立ち上がり時間を設定できます．この場合，例えばレシオメトリックな立ち上がりはソフトスタートの時定数を等しくすることで実現できます．

図2
立ち上がりの三つのパターン



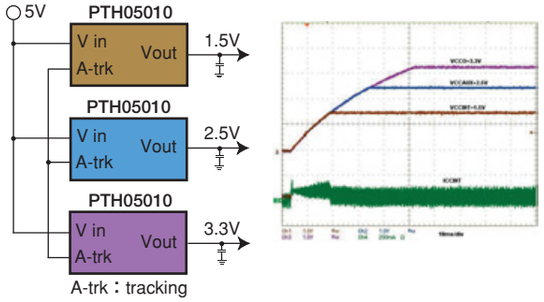


図3　同時立ち上がりの例

二つめはPOLに装備されたトラッキング(出力追従)機能や出力禁止(enable：EN)，出力状態(power good：PWR GD)などの端子を利用してPOL間を結ぶことです．これにより，複数のPOLが連鎖的に動作し，各POL間の時間関係が制御されます(**図3**)．

例えば，シーケンシャルな制御をしたい場合は一方のPOLの出力信号(power good)を他方のイネーブル出力に導く過程で時定数を持たせることで実現できます．

■ 制御の実例

立ち上がり制御の実例を見てみましょう．**図3**はモジュールタイプのPOLでトラッキング端子を利用して同時立ち上がりを実現した例です，なお，各図に緑色で示した波形は全体の電流を示しています．

図4は，PWR GDとEN端子を利用してシーケンシャルな立ち上がりを実現した例です．3.3V出力はSS(slow start)端子を使うことで立ち上がりの傾斜も制御しています．

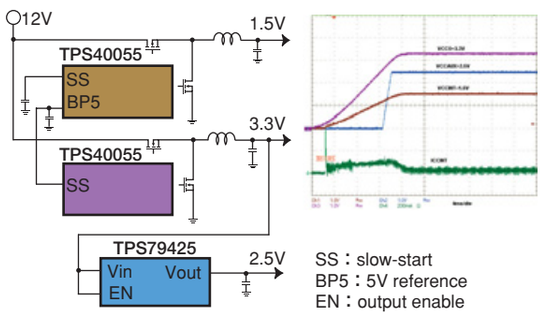


図5　レシオメトリックな立ち上がりの例

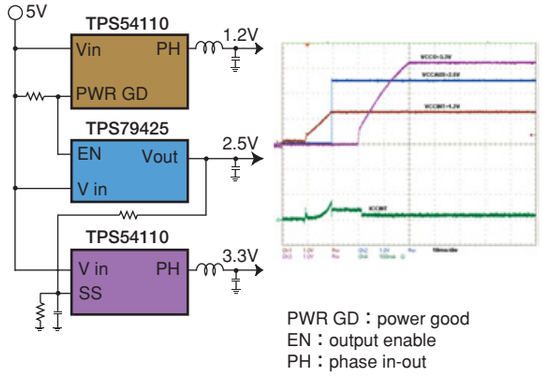


図4　シーケンシャルな立ち上がりの例

図5は，SS端子を使ったレシオメトリックな立ち上がりにENによるシーケンシャル制御を組み合わせた例です．

こうした電源の立ち上がり時のシーケンス要求は，プロセッサ単体だけのものというわけではありません．独立して配置されたプロセッサやメモリと周辺ICなど，ボード上・システム上での要求でもあります．最終的にはシステムに使われるPOL全てについての立ち上がりシーケンスを設計に織り込む必要があります．そして，POLの立ち上がりに対する要求は今後さらに複雑化し，シビアになっていくことが予想されています．

テキサス・インスツルメンツ(TI)では，今回紹介した製品以外にも，様々なPOLに対する立ち上がり制御のソリューションを提供しています．

■ トラッキング＆出力電圧マージン機能付き同期型バックコンバータ

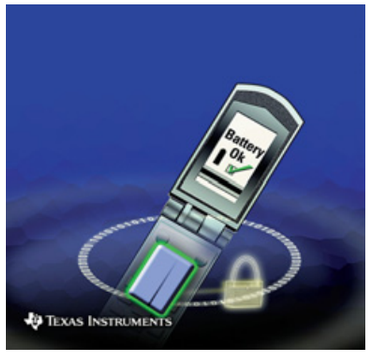
TPS40100

- 同時，レシオメトリック，シーケンシャルの3パターンを設定可能
- ±3% or 5%の出力マージン制御
- プリバイアス・スタートアップ
- 電流帰還によるパワー・アップ/ダウン制御
- 信号と電源のグラウンド分離
- 4mm x 4mm 24 ピン QFN パッケージ

製品情報：http://www.tij.co.jp/TPS40100/

TEXAS INSTRUMENTS

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp



これからの電源回路設計手法 5

バッテリのセキュリティと認証

粗悪品によって起こる問題から消費者の安全とメーカの信頼を守るために，デジタル・カメラや携帯電話などにも，バッテリの真偽を認証する仕組みが組み込まれるようになってきています．

■ バッテリ事故

最近，携帯電話やノートパソコン，さらにデジタル・カメラやビデオ・カムコーダなど小型バッテリを使用する機器で，セットメーカの指定と異なるバッテリを使用したことに起因する事故が起こっています．実際に純正ではないバッテリが原因で機器が異常発熱してヤケドを負ったり破裂するといった例が報告されています．

デジタル・カメラなどでは予備の電池を用意しておくことが多いものです．この場合，単3や単4といった標準の乾電池であれば問題はないのですが，最近のものは専用のバッテリパックになっています．この事情は，ビデオ・カムコーダやノートパソコンなどでも同じです．

■ 問題は身近にある

問題はバッテリパックの入手とその保証です．セットメーカが供給または指定する純正品もありますが，セットに対応していることをうたった非純正のものも売られています．たいていは低価格で品質にも問題はないのですが，中には純正と偽った模造品もあるようです．このような商品の一部で事故が起こっているのです．

携帯電話の場合，日本では代替えバッテリの市場自体が存在しないという背景がありますが，海外では携帯電話のバッテリも代替えを持ち歩く人が多く，アンダーグラウンドなバッテリパックが多数出回っています．

■ セキュリティの仕組み

粗悪品によるユーザの危険や，セットメーカあるいは電池メーカの不利益を避けるために生まれたのがバッテリのセキュリティです．具体的には，機器自体が純正のバッテリが装着されているか否かを判別し，ユーザがそれを知ることができるようにする仕組みです．これらは一般にバッテリ(バッテリパック)認証と呼ばれています．

バッテリがセットに対応しているかどうかは，従来はメーカのロゴマークや品質表示などによって判別されていたわけですが，最近では電子的な仕組みに置き換わりつつあります．

バッテリ認証を最も簡単に行う方法は，バッテリにタグとしての認証機能を持たせることです(**図1**)．

本体からIDを問い合わせバッテリが応答したID番号と照らし合わせることで真贋を判別します．しかしこの方法ではコネクタ部分で情報を抜き取られると，それと同じものを作れるという危険性が残ります．そこで最近では**図2**のようなシステムが多く用いられるようになりました．まず，機器側とバッテリ側で秘密鍵を持ち合います．その上で機器は乱数を生成してバッテリに問い合わせます．バッテリは受け取った乱数と秘密鍵から回答値を演算して機器側に返します．機器側では送った乱数と秘密鍵から答を求め，バッテリから帰ってきた値と照合し，判定します．この方式は，コネクタなど外部から読み取られる可能性のある部分には毎回異なる値(乱数)しか流れないので，外部の第三者による解析が困難であるという特長があります．

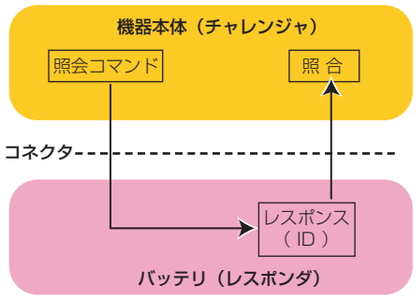


図1　シンプルなシステム構成例

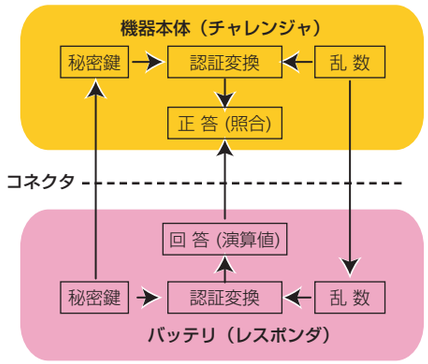


図2　高セキュリティな構成例

■ バッテリ管理ソリューション

実際にはどのようにしてバッテリにセキュリティを組み込むのでしょうか．テキサス・インスツルメンツ(TI)ではbqSECURE™という名称でデジカメや携帯電話など1セルのLi-ION電池向けソリューションを提供しています(**図3**)．

bqSECUREのICはバッテリパック内に搭載され暗号処理を受け持ちます．機器側ではホストコントローラに対応する暗号処理と結果をユーザに表示する機能が組み込まれます．バッテリパックにはわずかな実装スペースしかないので，ICは小型である必要があります．例えばbq26150は 5ピンのSOT-23パッケージ(2.15 × 1.40 mm max)です．さらに通信は1線式，電源は電池から直接ドライブできます．

また，非純正のバッテリの存在価値はローコストであることです．したがって純正品を解読するために多大なコストがかかるようにしておけば，“なりすまし”を防ぐことができます．ただし，純正品の側でなりすましを防ぐために多くのコストがかかってしまっては意味がありません．bqSECUREは，できる限り価格を抑えシステムコストを抑えることが可能です．

■ セキュリティの実装例

図4に実際の搭載例を示します．bqSECUREのbq26150が実装されています．ちなみにスリープ時の消費電流は1μAとごく小さくなっています．

この例では暗号にソフトウエアの実装が容易で低コストなCRCアルゴリズムが使われています．

暗号では上位のSHA-1なども使われる傾向にあります．今後，残量計測や電池保護機能とのワンチップ化も検討されています．TIでは更に付加価値の高い技術を検討しており，2006年中にバッテリ向けセキュリティ製品群をさらに拡充する予定です．

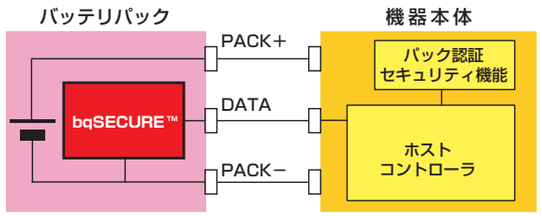


図3　bqSECURE™ソリューション

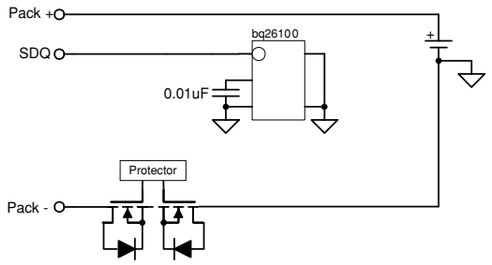


図4　バッテリセキュリティの実装例

■ バッテリ・パック・セキュリティ バッテリ・マネージメントIC

bq26150

- 64ビットのIC固有IDとCRCアーキテクチャによるバッテリパック認証
- クロック回路内蔵により外付け部品(クリスタル等)不要
- 低消費電流 ： Sleep 1μA以下
- バッテリもしくは通信ラインより電源供給
- 1線式HDQインターフェイス
- 5ピンSOT-23パッケージ

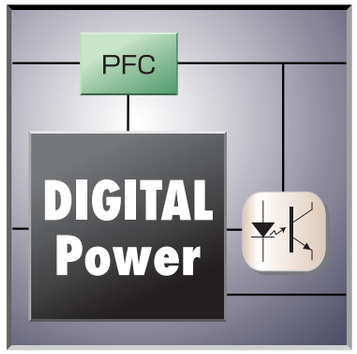
bq26100

- 128ビットのIC固有IDとHMACとSHA-1によるバッテリパック認証
- クロック回路内蔵により外付け部品(クリスタル等)不要
- 低消費電流 ： Sleep 1μA以下
- バッテリもしくは通信ラインより電源供給
- 1線式HDQインターフェイス
- 6ピンSOT-23パッケージ

製品情報：www.tij.co.jp/bqsecure/

Texas Instruments
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

※ bqSECUREはテキサス・インスツルメンツの商標です．



これからの電源回路設計手法 6

電源のデジタル化

さまざまな電子回路がデジタル化されている中にあって，電源はこれまでアナログ回路で構成されていました．
しかし，デジタルの波は電源にも確実に押し寄せてきています．
もはや「デジタル電源」は机上のものだけではなくなってきています．

■ 第三の波

パソコンやインターネットに象徴される情報のデジタル化は誰もが知るところですが，アナログ信号のデジタル処理という面での進化を振り返ってみると，DSP や MCU，A/D コンバータなどデジタル処理デバイスの進化がキーになっています．例えば，20 年ほど前に音声信号領域で DSP が使えるようになったことでオーディオ信号のデジタル処理が実現しました．その後さらに DSP が進化したことで，サーボモータなどの制御系でもデジタル化が達成されました．凡そ 15 年前のことです．そしてここへ来て，電源においてもデジタル制御が現実のものとして具体化してきました．それはデジタル化の第三の波とも言える大きなトレンドです．

■ アナログの限界

多くの電子回路がデジタル化されている中にあって，電源だけはこれまでアナログ回路で構成されていました．アナログ構成の電源は，設計が簡単で低コストに実現できるからです．しかしながら，回路のほとんどがデジタル化されシステム全体をプロセッサが支配するようになると，電源はアナログ回路として独立して存在できません．まず，電源のオン・オフやオーバロード，そして出力電圧設定など，制御情報や設定条件をホスト側のコントローラ / プロセッサとの間で通信する必要が出てきました．このため，内部はアナログ電源ではあっても，PM バスなどのデジタルインターフェイスを備え，いくつかの外部制御が可能なパワー・マネージメント IC が多くなりました．このような製品はデジタル設定式のアナログ電源とも呼べるでしょう．

■ 何がデジタルになるのか

「デジタル電源」とは，単なるデジタル設定ではなく，内部の制御そのものがデジタル化された電源です．ただし，インダクタとスイッチを組み合わせたスイッチング電源の動作そのものは変わりありません．**図 1** はアナログ電源とデジタル電源のメリットです．デジタル制御なら，従来のアナログフィードバックによる古典的な制御の束縛から開放されます．例えば，負荷状態によって時定数をダイナミックに変更したり，応答を予測した制御なども可能です．また，出力コンデンサが容量低下をきたした場合に時定数を変化させて補正しつつその情報をシステムコントローラに送るといったことも可能になります．いっぽうで，デジタル化には課題もありました．例えば，1MHz でスイッチングする電源のデューティを 0.1% の分解能で制御しようとすれば，100ps オーダの制御が必要になります．この間にデジタル演算をしてスイッチとなる FET をドライブしなければなりません．さらに，電源の回路規模が大きくなり設計上もコストの点でも難しいとされてきました．こうしたことから永い間，デジタル電源は理論的には可能でも実現するのは難しい机上のものとされてきたのです．

■ Fusion Digital Power™

冒頭で述べたように，アナログ信号のデジタル処理は DSP などリアルタイムでのデジタル処理デバイスの進化がキーになっています．それが，DSP/MCU や A/D コンバータの性能・コストなどが電源を構成するのに見合う時がやってきました．

2005 年にテキサス・インスツルメンツ社(TI)はフュージョン・デジタル・パワー(Fusion Digital Power™)という名で，3 種のデジタル制御電源ファミリを発表しました．TI は 20 年以上にわたって DSP の世界をリードし続けていますが，同時に 20 年以上にわたる電源 IC 及びデザインの実績があり，POE，3MHz 動作の DC/DC コンバータ，バッテリー・マネジメント製品などすでにデジタル技術の融合による近年の最先端デバイスを実現しています．また，MCU や A/D コンバータでも優秀な製品が揃っています．デジタル電源はこれらを総合的に組み合わせて初めて実現できました．フュージョン(混合)というネーミングも頷けます．

フュージョン・デジタル・パワーには三つのファミリがあります．UCD7k シリーズはインテリジェント FET ドライバ，UCD8k シリーズは通信機能を持ち，デジタルで処理できる PWM コントローラ，そして UCD9k シリーズが高速の PWM，A/D を内蔵した電源制御に特化したコントローラです．実際には電源の構成によってこれらを組み合わせて使います．フュージョン・デジタル・パワーは 12bit/50ns の A/D コンバータを内蔵し，150ps 分解能の PWM を実現します．演算処理も UCD9500 の場合 100MIPS の C28xDSP コアを搭載しています．

■ アナログ制御があるからこそ デジタル制御がいきる

図 2 は最もシンプルな応用例で，デジタル制御の同期整流降圧コンバータです．従来のアナログ式とは全く異なる制御ループ特性やシステムコントローラとの連携などを実現できます．

一方，**図 3** は AC/DC コンバータへの適用例です．AC/DC コンバータは，AC 入力の突入電流や力率改善をはじめ，システムとして制御すべき機能がたくさんあります(**図 3-a**)．これらを個別に実現することは不可能ではありませんが，フュージョン・デジタル・パワーを使えば，同図 b の様にシステムが集約されてコンパクトにまとめることができます．さらに DC/DC コンバータ部分のようにアナログ設計が有利な部分はそのまま生かしてあります．TI の提唱しているデジタル電源は，デジタル制御とアナログ制御との「ハイブリッド」です．アナログ制御のほうが適している機能，デジタル制御のほうが適している機能を切り分け，最適に組み合わせることによりデジタル電源の利点を十二分に得ることができるのです．

■ 変化する電源設計スタイル

デジタル電源は，電源の設計スタイルを一新します．まず，多数の部品を必要とするアナログ電源の回路設計が 1-2 チップのデジタル回路に置き換えることができるので，電源回路をコンパクトに構成することができます．またソフトウエアの変更によって電源の仕様を変えられる(電源がプログラマブルになる)ので一種類のデザインで複数のシステムに対応できるようになり，複雑な電源設計にかける労力を軽減することができます．

デジタル電源は，サーバや通信機器など，複数の電源を必要とし様々なモニタや複雑な制御を必要とするハイエンドのシステムから採用が始まっています．

デジタル電源は，今後急速な普及期を迎えるでしょう．TI はアナログとデジタル技術の総合力を結集したフュージョン・デジタル・パワー製品群でこれに応えます．

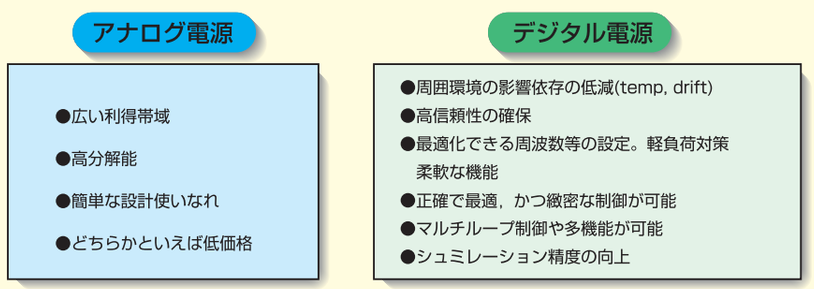


図 1　アナログ電源とデジタル電源

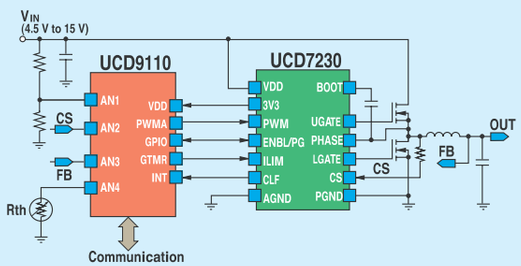


図 2　デジタル制御による同期整流コンバータ

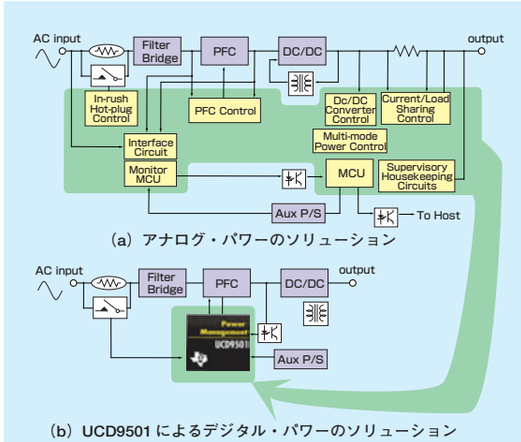
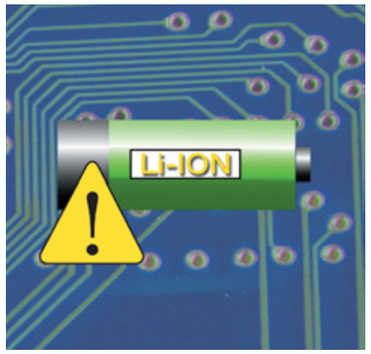


図 3　AC/DC コンバータの制御

■ 電源 IC ホームページ
power.tij.co.jp

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

※ Fusion Digital Power はテキサス・インスツルメンツの商標です．



これからの電源回路設計手法 7

リチウムイオン電池とその充電

最近のポータブル機器にはリチウムイオン(Li-ION)電池を内蔵しているものが多くなりました．Li-ION 電池では精密な充電制御が求められるほか，充電しながらの機器動作など様々な動作形態が考えられるため，それぞれに対応できる回路構成の工夫が必要になります．

■ 電池の内蔵化

ポータブル音楽プレーヤを始めとする最近の携帯型電子機器では Li-ION 電池を採用しているものが多くなりました．小型で電力容量やエネルギー密度が高く比較的大きな電流を取り出すことができるうえ，メモリー効果も無いからです．Li-ION 電池の端子電圧は 2.5V ～ 4.2V です．多くの場合，掌に納まるような小型の機器では 1 個の電池を使う 1 セル式．消費電力の多いものはセルを直列にして使う 2 ～ 3 セル式が採用されています．また，形状や安全上の観点から電池は機器専用のものを使います．電池を充電するためには AC アダプタを使います．

チャージャの基本機能は DC/DC コンバータです．したがってリニアレギュレータ方式のチャージャとスイッチング方式のチャージャが考えられます．実際には 1 セルではリニアレギュレータ方式が使われ，2 セル以上ではスイッチング方式が使われることが多く有ります．

■ Li-ION 電池の充電方式

Li-ION 電池の充電には慎重かつ精細な制御が求められます．実際には電池の端子電圧を精密に監視しながら **図 1** に示したように大きく三つのフェーズにわけて充電を実行します．

最初は「プリチャージ」と呼ばれる期間です．この期間では端子電圧が約 3V に達するまで設定充電電流の 1/10 程度の小さな電流でゆっくりと充電します．過放電状態の電池を充電可能な初期状態に快復させるのが目的ですが，チャージャの負担という事情もあります．チャージャの損失(発熱量)はチャージャ入出力間の電圧の差と充電電流の積で決まり，完全放電状態にある電池が接続された状態では入出力間の電圧の差が大きいので損失が大きくなるからです．なお，この期間の始めに電池の有無や異常をチェックする機能が付加されている製品もあります．

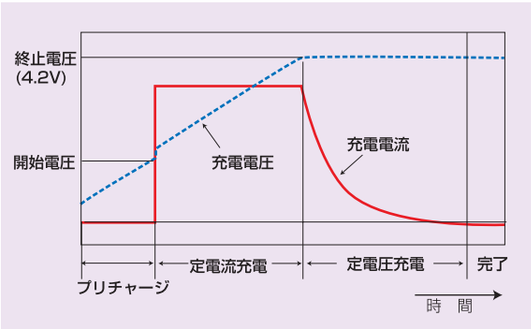


図 1　典型的な充電プロファイル

充電の 2 番目のフェーズは「定電流充電」です．端子電圧が充電の終期を意味する 4.2V になるまで 1C 近い比較的大きな電流で一気に充電します．この期間におけるチャージャの動作は定電流源です．

端子電圧が 4.2V に達すると，チャージャは第三のフェーズである「定電圧充電」の動作に切りかわります．すると充電電流は滑らかに低下します．そして電流が既定値を下回った時点で充電満了と判断されます．なお，充電の終期では僅かな電圧の違いで流れる電流は大きく変わります．例えば電圧が高すぎると，電池が満充電状態でも充電電流が流れ続けて過充電状態になり，電池の異常発熱や劣化をもたらす危険があります．また，電圧が低いと電池が満充電になる前に充電を終了してしまいます．したがって定電圧モードにおけるチャージャの電圧設定精度は± 0.5% 以内の高い精度が要求されます．

■ 機能を決定づけるパワーパス

電池を取り外して外付けの充電器に接続する機器であれば，チャージャと電池をダイレクトに接続して前述のプロファイルにしたがって充電すれば済みます．しかしながら，電池を内蔵する最近の小型機器では，電池による単独動作，AC アダプタを接続して電池の充電(本体はオフ)，AC アダプタによる本体動作(充電はオフ)，充電しながら本体も動作といった具合に，様々な動作形態が存在することになります．最近ではさらに USB のバスパワーの利用も考えに入れなければなりません．したがって電池の充放電経路(パワーパス)に関して様々な配慮が必要になります．適用する回路方式(トポロジー)も **図 2** に示すような幾つかの方式が考えられます．

もっともシンプルなのは，**図 2-A** のように電池と本体回路を並列に接続する方法です．この方法は構成がシンプルでコストも安くできます．しかしながら，チャージャは電池と本体回路の双方に電流供給するため，負荷での消費電流が大きい場合は電流値による満充電の判定が出来ないという問題があります．

また，電池の充放電を不要に繰り返すことになり，電池寿命が短くなることがあるほか，電池の放電が著しい場合には，プリチャージの期間に充電が進んで端子電圧が上がるまで回路が立ち上がらないことがあります．したがって **図 2-A** は基本的には AC アダプタでの機器の動作を考えない，負荷での消費電流が小さな機器で採用されます．

■ 機器の特性に適合する選択が必要

図 2-A の問題は電池がチャージャと本体回路に直接つながっていて充電電流と回路電流の分離が出来ない点にあります．これを解決するには AC アダプタから電池を経由せずに負荷に電流を直接供給する工夫が必要になります．それが **図 2-B** に示した方式です．

図 2-B では **図 2-A** の回路にパワーパスをディスクリート部品を組み合わせて構成する場合の例です．

AC アダプタが接続されるとダイオードを通して本体回路に電源が供給されます．また，電池の充電はチャージャを経て行うとともに充電時は本体回路と FET スイッチで遮断されます．このスイッチは AC アダプタが取り除かれたときはオンして本体に電流を供給します．したがってスイッチでの損失はできるだけ小さく抑える必要があり，オン抵抗が少ないことが条件となります．電池は充電中には FET スイッチにより負荷から切り離されているので，ダイオードを経由した本体回路への電源供給とは独立した充電動作が可能になりますので電池の充電完了も完全に捉えることができ電池へのダメージがありません．ただし，**図 2-B** の方法では，電池(チャージャ)と本体回路を同時に電流供給する能力が必要となるため，AC アダプタが大型になるという欠点があります．そこで，トータルの電流を一定に抑えつつ，電池と負荷に分配して電流供給する方法が考え出されました．

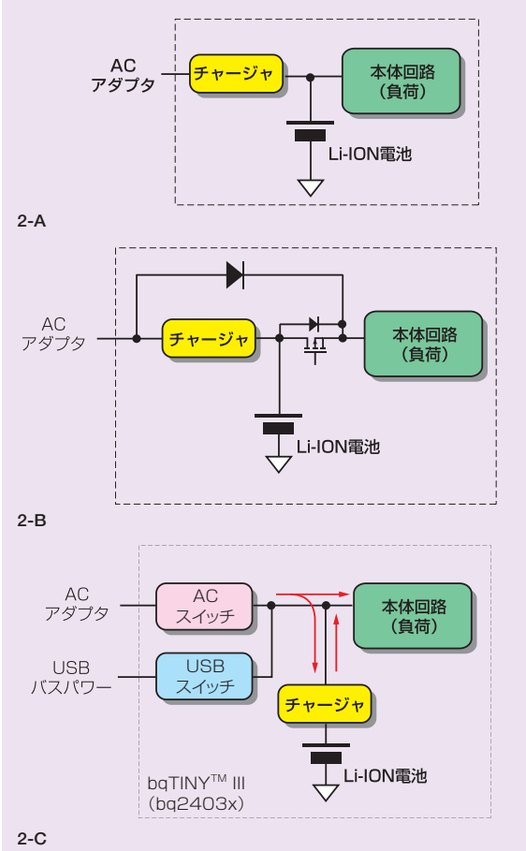


図 2　内蔵電池充電のトポロジー

図 2-C のテキサス・インスツルメンツの bqTINY™ III シリーズに採用されているダイナミック・パワーパス・マネジメント(DPPM)機能がそれです．DPPM では負荷の消費電流が小さい場合は通常の充電電流でバッテリを充電します．負荷の電流が増えてトータルの電流が規定された値に近づくと，バッテリの充電電流を抑えてトータル値が規定の電流を超えないようにします．さらに負荷電流が増えて規定電流を超えた場合は負荷に対してバッテリからも電流を供給するようになっています．したがって，大きな AC アダプタを必要とすることなく，しかも AC アダプタから供給される電力を常に無駄なく振り分けることができます．電源入力は AC アダプタと USB の 2 つの入力を持っており，入力を切り替えられるだけではなく，ノートパソコンなどの USB ポートからの充電を行う場合にも，DPPM により限られた電流を，電池の充電と本体の消費電流に分配しながら使い続けることができます．

■ 周辺機能も充実

テキサス・インスツルメンツはこれまでに示した各方式に対応するチャージャ製品を取り揃え，機器の特性にマッチする Li-ION 電池充電スタイルを提供します．例えば，bqTINY III はチャージャおよび経路切り換え用の FET も内蔵したワンチップソリューションです．電池と負荷間の FET のオン抵抗も 40mΩ と極めて小さくなっています．また，USB のバスパワーが 100mA のタイプか 500mA なのかを自動判定する機能やバッテリに内蔵されたサーミスタからの温度を検出する保護回路も内蔵されています．

■ 電源 IC ホームページ
power.tij.co.jp

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

※ bqTINY III はテキサス・インスツルメンツ社の商標です．

これからの電源回路設計手法 8

絶縁された回路への電源供給

グラウンド電位の異なる回路を接続する場合は，回路を絶縁して信号を受け渡しします．その場合，絶縁された回路への電源供給路も同様に絶縁されている必要があり，機器内の一部を絶縁しなければならない時は絶縁タイプのDC/DCコンバータが使われます．

■ 信号のアイソレーションと電源供給

ビルやプラントなどの設備機器やアナログ・デジタル混在回路などでは，グラウンド電位の異なる回路を接続しなければならないことが多く，安全確保やコモンモードノイズを避ける目的で回路を絶縁(アイソレーション)して信号を受け渡しします．

その場合，絶縁された回路の電源も絶縁バリアを介して供給する必要があります．絶縁部分だけを電池で駆動することも可能ですがあまり現実的ではありません．実際に機器内の一部を絶縁しなければならない時は，オンボードタイプの絶縁型DC/DC電源を使うことになります．

■ オンボード用絶縁型DC/DCコンバータ

絶縁型DC/DCコンバータの内部回路は，トランスを内蔵したスイッチング電源です．トランスの一次側はコントローラICとスイッチング用のMOSFETで構成され，直流から擬似的な交流を作り出してトランスに送ります．二次側ではファーストリカバリダイオードによって整流し，直流に復元します．**図1**は整流されたものが直接出力されるアンレギュレートタイプ，テキサス・インスツルメンツ(TI)のDCPシリーズのブロック図です．内部は下の写真(**図2**)でも分かるとおりリードフレームに支えられた構造をしており，モノリシックICに近くなっています．このため，通常のICと同様な高い信頼性が確保されているのが特長です．実際，75FIT(@55℃)という低い故障率が保証されています(FIT：10^{-9}/h)．DIPタイプの小型パッケージを実現していることも大きな特長ですが，トランスの巻線もスポット溶接で接合されており，リフローによるハンダ付けに耐えるので，他の実装部品と同様に扱うことができます．

■ 絶縁型DC/DCコンバータの使用例

図3はACラインなど高電圧上の電流変化を検出する例です．高電圧上の2点間の電圧を検出することになるので，高耐圧の絶縁が必要になります．この例は，240VrmsのACライン上の±200mVの電位差を取り出すものですがが，電流検出抵抗に直接A/Dコンバータを接続してコンバータごとアイソレーションしています．絶縁無しではこの様な接続はできません．

いっぽう，**図4**は有線通信のターミナル機器のデジタルインタフェース部に使われた例です．有線通信では信号線長が長くなるため，接続機器間のグランド電位が大きく異なることが多く，絶縁は必須とされます．雷のサージなどから接続機器を守る意味でも絶縁は有効です．機器間をアイソレーションしながら接続する場合は，絶縁バリアを挟んだ双方から(図の場合，ターミナル側はターミナル機器から，マスタ側はマスタ機から)電源を供給することができますが，不特定の機器と接続される場合は，図のようにバリアを超えた入出力部まで電源を供給し，機器内での電源供給を完結しておく必要があります．

図5はプラントやビルの温度調節などでの熱電対による温度検出に使用した例です．プラントなどでは複数の離れた場所の温度を集中して管理するため，各検出点を絶縁してコモンモード電圧の影響を排除します．その場合，熱電対の微少な出力電圧を長い距離引き回すことはS/Nや温度検出精度の点で不利となるため，検出部にインスツルメンテーションアンプとA/Dコンバータを置いてデジタル化したものをPLC(シーケンサ)やデータロガーなどに送ります．なお，図ではデジタル信号出力の絶縁にフォトカプラを使っていますが，フォトカプラは経年変化を起こすものがあるので，デジタル・アイソレータを使うことで高信頼化することもできます．

■ 使い方のポイント

アンレギュレートな絶縁型DC/DCコンバータを使用する場合には，出力にレギュレータを入れて安定化させると良いでしょう．この場合，シリーズレギュレータを使うこともできますが，シャントレギュレータを使うことで，コンバータの出力電流が一定になるため，より安定した動作を期待できます．付加的な機能としては，TIのDCPシリーズの場合は出力の短絡に備えてサーマルシャットダウン回路が内蔵されています．また，並列接続することでパワーアップできます．その際にスイッチング周波数を同期化するSYNCピンを使うことで各電源の周波数差によるビート障害を防ぐことができます．実装上の注意としては，ボード上のパターンなどでの縁面距離を確実に保つ心がけが必要です．

■ 実力の検証

回路の絶縁は，パワーラインの電流検出など安全上必要なものもありますが，多くはコモンモードノイズの影響を取り除くことが目的です．その場合，アイソレーション電源のスイッチングノイズなどが回路に混入しては意味がありません．特に最近では回路の動作電圧が下がると同時に解析の分解能が向上していることから，わずかなノイズが全体の精度に影響を及ぼすことがあります．その意味で，実際の電源の実力が気になるかもしれません．そこで，評価ボードを使った検証結果を紹介します．検証は熱電対と24ビットのA/Dを実装したボードで行いました．**図6**はこの時の出力コードのヒストグラムをプロットしたものです．もし，電源などからのノイズがA/Dに混入しているとすると，分布は特定な形状を示すはずです．しかしながら結果はガウシャン分布とみなせる形となりました．これは，A/Dの残留ノイズがホワイトノイズであることの証であり，スイッチング等の影響を受けていないことを意味しています．結果的に評価ボードでは最終的に18.9bitENOBrmsの高いS/Nが得られました．

■ 絶縁型DC/DCコンバータ DCP010507DB

出力電力 1 W
最高 85 % の電力変換効率
デバイス間の同期制御機能
EN55022 Class BのEMC性能
UL1950 承認取得済

製品情報：power.tij.co.jp

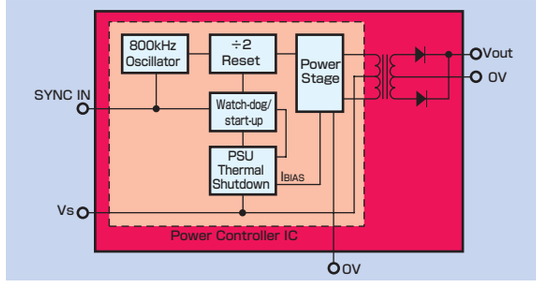


図1　DCPシリーズの回路構成
(DCRシリーズでは二次側にLDOレギュレータが付く)

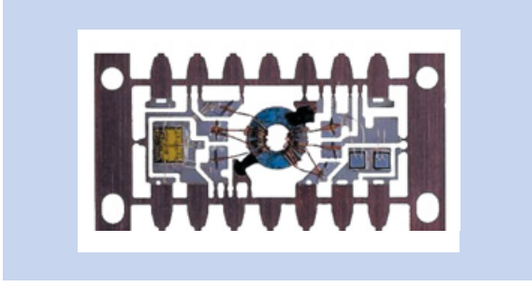


図2　DCPシリーズの内部構造
(中央に見えるのが絶縁を司るトロイダルトランス)

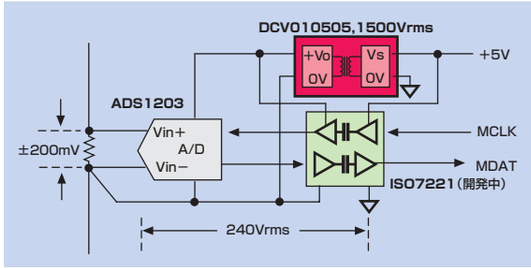


図3　ACライン上の電流検出

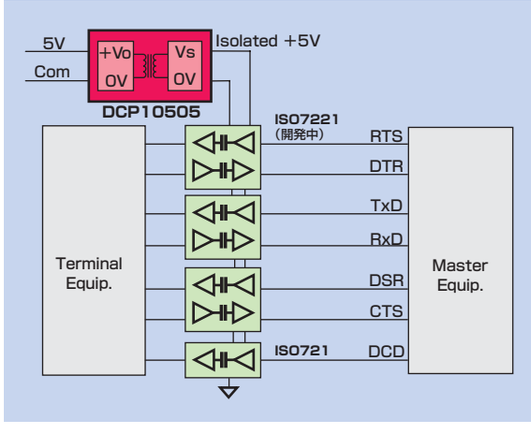


図4　テレコム機器のインタフェース

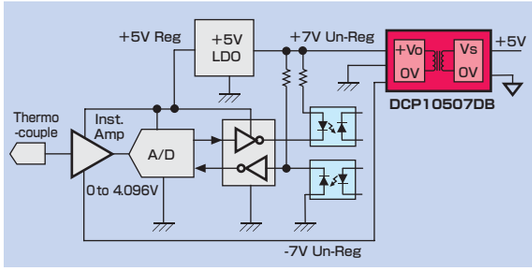


図5　熱電対による温度計測

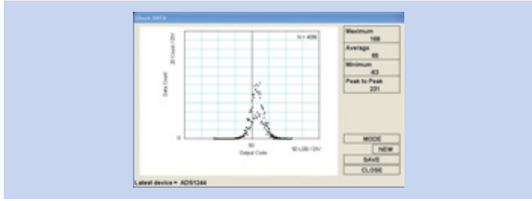


図6　A/Dコンバータの出力コード分布

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

これからの電源回路設計手法 9

昇降圧コンバータの使いこなし

電池駆動のポータブル機器では電池の電圧と回路の動作電圧が近いので，昇降圧型の電源が便利です．昇降圧電源にはいくつかの方式がありますが，最近になって小型で高い効率が得られる新しいタイプのものが登場しています．

■ 電池の電圧と回路の動作電圧

携帯電話，デジタルカメラ，携帯音楽プレーヤなど，電池駆動のポータブル機器が急速に普及しています．いっぽう，機器に使用する半導体は低消費電力化が進み，回路の電源電圧としては3.3Vが主流です．

図1は1セルのリチウムイオン電池を3.3Vの回路に使う場合の様子を表しています．リチウムイオン電池は満充電時の端子電圧は4.2Vあります．放電を開始すると端子電圧は3.7V程度まで落ち，その後は緩やかに低下していきます．放電の終期になると電圧は急速に低下します．最終的に使用できるのは2.7Vまでです．

つまり，負荷の要求電圧と電池の端子電圧にはわずかな違いしかありません．また，電池の特性は周囲温度などによっても変化しますが，実際の動作状態では，負荷電流の変化に伴う電圧変動が加わります．電池の内部抵抗による電圧降下が発生するからです．

結果として，電池の端子電圧は，負荷の要求電圧より少しだけ高い電圧と少しだけ低い電圧の間で変動します．この電圧を安定した3.3Vに変換し，負荷に供給しなければなりません．

ところが，通常の降圧コンバータでは入力以上の電圧を出力することができませんし，昇圧コンバータでは入力以下の電圧を出力できません．さらに，電源の入力と出力間にはある程度の電位差(持ち電圧)が必要なため，負荷電圧近辺の入力に対応できないという問題があります．

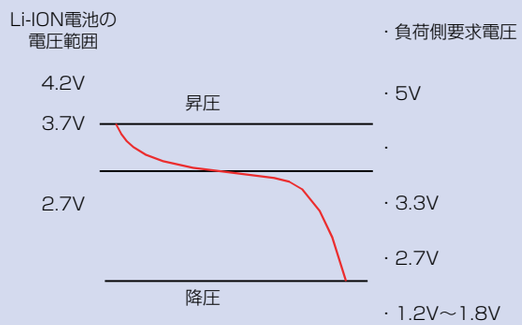


図1　Li-ION電池の特性とアプリケーションの電圧要求

■ 電池駆動機器に対する従来型の電源構成

図2はこうした問題を考慮した従来型の電源構成例です．(A)はLDOなどの降圧コンバータだけで済ませるものです．シンプルな構成がメリットですが，コンバータの持ち電圧を確保しなければならず電池の最低電圧は3.5V程度で制限され，それ以下の領域では使えません．このため，電池の充電量を使いきることができず，結果として機器の動作時間が短くなる欠点があります．

(B)は，この欠点を無くすために降圧コンバータの前に昇圧コンバータを置き，いったん5V程度に昇圧させた後に負荷電圧まで降圧させるものです．この方式は電池を最後まで使いきることができますが，電源を2回通るので，総合的な効率が低下するのが欠点です．例えば両方のコンバータが95%の高効率だったとしても，総合効率は90%になってしまいます．これはせっかくの電池のパワーを無駄に使うことを意味します．コンバータを2個使うのでコストやスペース面でも不利です．

■ Hブリッジ昇降圧コンバータ

電池駆動機器では電池と負荷の電圧が似かよっていることが電源設計を難しくしているわけですが，入力電圧が出力電圧より高くても低くても使えるのが昇降圧(buck-boost)コンバータです．昇圧や降圧と同様に昇降圧コンバータにも幾つかの回路方式があります．例えばSEPIC(single ended primary inductance converter)などもありますが，インダクタが二個必要でコンデンサも大容量低ESRのものがひとつ余計に必要となるという問題があります．最も良く知られている昇降圧コンバータの回路方式はHブリッジと呼ばれるものです．

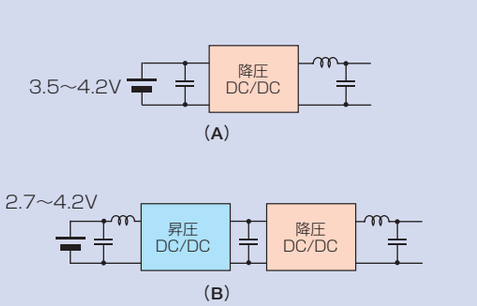


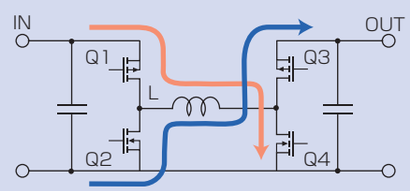
図2　1セルのリチウムイオン電池で3.3Vの負荷を駆動する場合の従来型電源構成

図3にHブリッジの昇降圧コンバータの原理を示します．Hブリッジではひとつのインダクタと4個のスイッチトランジスタをH型に配置します．スイッチは対角線上にあるものがペアとなっていて二組のペアが交互にオンオフします．通常の同期整流降圧コンバータや同昇圧コンバータでは出力が入力と直列接続となるため，入力をまたいだ電圧を取り出すことができませんが，Hブリッジの出力はインダクタの電圧で決まるので，入力電圧とは無関係に出力電圧を決めることができます．したがって原理的には電池駆動機器の電源要求に合致した回路方式です．

しかしながら，Hブリッジはトランジスタを4個使い，それらが常にオンオフすることからスイッチングによる損失が大きいという欠点を抱えていました．通常の同期整流降圧コンバータや同昇圧コンバータのスイッチは二つですから，これと比較してどうしても損失は大きくなります．さらに，小型化のためにスイッチング周波数を上げるとスイッチング損失はより大きくなります．

■ モード切り換えのアイデア

Hブリッジ昇降圧コンバータは，入力に関わりなく出力電圧を作り出せるので電池駆動機器に適したコンバータです．ただし，スイッチを4つ使うために損失が大きくなる問題がありました．この問題を解決するために考え出されたアイデアのひとつにモードの切り換えがあります．実はHブリッジ回路をよく見ると回路の左半分は降圧コンバータ，右半分は昇圧コンバータと同じ形をしています．そこで，負荷の要求電圧に対して入力電圧が十分に高い場合は，Hブリッジを通常の降圧コンバータとして，逆に入力が負荷電圧を下回ったときは通常の昇圧コンバータとして動作させ，入力と負荷電圧が近く昇圧や降圧ができないときだけHブリッジの小降圧コンバータとして動作するように三つの動作モードを逐次切り換えて使うというものです．これにより入力電圧が十分に高い場合と低い場合の効率は大きく向上します．



4つのスイッチの内Q1とQ4，Q2とQ3がペアになっていて，各ペアが交互にオンオフする．電流は図のオレンジ色と青色で示した経路が切りかわって流れる．出力電圧はインダクタ(L)の両端電圧で決まり入力電圧に依存しない．
いっぽう，Q1，Q2とL，Q3，Q4とLだけを考えると，回路としては，それぞれ同期整流の降圧および昇圧コンバータと同じになっていることが分かる．

図3　Hブリッジ型昇降圧コンバータの動作原理

■ 新世代型Hブリッジ昇降圧コンバータの出現

とはいうものの，降圧・昇降圧・昇圧の3モード切り換えでは，入出力が接近している電圧付近ではHブリッジ昇降圧コンバータに他なりません．電池電圧と負荷電圧が接近した肝腎な電圧範囲での効率は低いままです．

こうした様々な問題を背景としながら，最近になって新世代とも呼ぶべき昇降圧コンバータが出現しました．テキサス・インスツルメンツのTPS63000がそれです．同製品はHブリッジの回路構成を採っていますが，4個のトランジスタでスイッチングする従来の昇降圧動作モードがありません．では電池電圧と負荷電圧が接近した付近ではどうするのかというと，降圧と昇圧が交互に働いて目的の出力となるように時間比率が制御されます．つまり，スイッチ動作に関与しているトランジスタは常に2個だけです．したがって，どのような入力または出力電圧であっても高い効率が実現できます．ちなみに，従来の昇降圧コンバータでは90%の効率が得るのが精一杯といわれていたのに対して，同製品では最高効率96%を達成しています．効率が90%から95%になることは，たった5%の向上という気がするかもしれませんが，これを損失という目で見れば，10%の損失が半分の5%になるわけですから，発熱も半分になり，回路を飛躍的に小型化できることを意味します．

最近開発が進む二次電池では，充電の終期まで使い切れるように満充電と終止電圧の差が大きくなる傾向が見られます．幅広い入力電圧に対して常に高効率で対応できる新世代型の昇降圧コンバータは，こうした将来的な見地からも有望と言えます．

■ 96%の高効率，昇降圧コンバータ TPS63000

製品情報：power.tij.co.jp/tps63000/

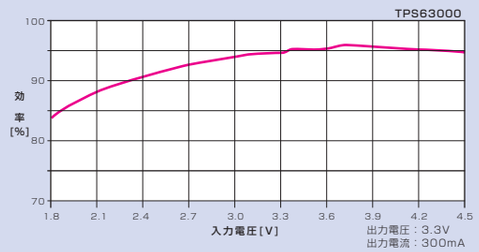


図4　新世代型昇降圧コンバータの効率

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

これからの電源回路設計手法 10

環境規制とグリーン電源

世界的な環境意識の高まりの中で，電子機器の消費電力についても様々な規制がかかるようになりました．
特に，AC駆動の機器では待機時の消費電力規制が強まる方向にあり，グリーン電源と呼ばれる電源制御ICが注目されています．

■ 電子機器と環境規制

世界的な環境意識の高まりの中で，電子機器に対しても様々な形で環境規制の枠がはめられるようになりました．

例えば，使用する部品の材料についてはRoHSによる厳しい制限に対応したものしか使えませんし，電磁環境ではIECやCISPR規格に基づくEMCの規制があり，これをクリアしなければなりません．さらに，商用電源を使用する機器については，高調波電流の規制が加わります．

いっぽう，地球環境とエネルギーという点では，消費者意識の高まりを背景に電子機器の消費電力に対する規制が年々強化される方向にあります．

■ 消費電力にも厳しい規制

例えば日本では[省エネ法](エネルギーの使用と合理化に関する法律)でエアコン，冷蔵庫，テレビ，VTR，複写機など18品目ついてエネルギー消費量(電気製品は消費電力)を細かく規制しています．省エネ法はトップランナー方式により省エネの性能基準を設定しているのが特長です．トップランナーとは，「各々の機器において，エネルギー消費効率が現在商品化されている製品のうち最も優れている機器の性能以上にする．」というものです．分かりやすく言うと，個々の商品について消費電力を公表し，現在最も消費電力の少ない機種(トップランナー)の値が，次の期間における規制値となります．したがって，年を追うごとに低消費電力要求は厳しくなります．

次に，パソコンやプリンタ，複写機などのOA機器については[国際エネルギースタープログラム]があります．

Initially single-output, external AC/DC and AC/AC supplies

No-load requirements (standby)

Nameplate Po Rating (W)	Maximum Input Power (W)
0 to 10	0.5
10 to 250	0.75 (soon to be 0.5)

Active-load requirements (average 25% to 100% load data)

Nameplate Po Rating (W)	Minimum Efficiency ( )
0 to 1	49% x Po rating
1 to 49	49% + 0.09 x ln (Po rating)
49 to 250	84% (80% with PFC)

図1　エネルギースター電源要件の一例
(2006年7月より強制予定)

これは日米の相互承認に基づく制度ですが，EUやカナダ，オーストラリア，台湾などでも準用されています．なお，基準を満たした製品には国際エネルギースターロゴを表示することができます．米国ではさらに，EPA(環境保護庁)が定めるエネルギースター電源要件があり，これを満足する必要があります．(図1)

■ 待機時省電力と動作時省電力の両立

省エネ法や国際エネルギースタープログラムなど消費電力規制は，商用電源に接続する機器を対象にしていることのほかに，稼働時だけでなく待機時の消費電力も規定している点が特長です．ちなみに，国際エネルギースタープログラムは，待機時の消費電力だけを規定した制度です．家電などの電子機器の多くはフルパワーでの稼働時間よりも，見かけ上の電源がオフされた待機時間のほうがずっと長いわけですが，最近の電子機器はリモコンの待ち受けや内蔵のタイマー駆動などで待機時にも電力を消費します．その電力は僅かですが，時間が長いことと接続される機器の数が膨大であることから，全体から見た待機時の消費電力は大きなものになるからです．ちなみに一世帯当たりの待機時消費電力量は平均で437kWhあり，これは年間の全消費電力量の9.7%に相当すると言われています．＊1

したがってこれからの電子機器は，稼働時の省電力と待機時の省電力という二つの要求を満足するものでなければならず，省電力に対する具体的な規制をパスできる能力が求められます．

＊1：家電製品の省エネカタログ[(財)省エネルギーセンター]による

■ 規制クリアのための電源 グリーン・モード・コントローラ

電子機器の省電力化には，モータやマイコンなど負荷となるアイテムを省電力化することが第一ですが，省電力化が進むにつれて負荷に電源を供給する電源回路の損失も無視できなくなってきました．特に待機時には負荷のほとんどはオフしているため相対的に電源回路の消費電力が顕在化します．更に細かく見ると，トランス一次側のフライバック電源(オフライン電源)の効率が問題になります．待機時には二次側以降のPOL(point of load)のほとんどは負荷と共にスリープ状態にあるのに対して，一次側は待機時も動作状態にあるからです．しかしながら，稼働時のフルパワー状態から待機時のローパワー状態まで高効率を保つのは簡単ではありません．稼働時と待機時専用の電源を別々に用意して切り換える事なども行われていますが，部品点数が増えコスト的にも満足できるものではありません．

そこで，待機時からフルパワーまで巧みに動作モードを切り換えて常に効率を上げ，各種の省電力規制に対応できるようにしたフライバック電源が登場してきました．これらの電源は[グリーン・モード・コントローラ]などと呼ばれています．図2にテキサス・インスツルメンツ(TI)社のグリーン・モード・コントローラUCC28600を使った回路例を示します．グリーン・モード・コントローラを使えば，40W電源でも無負荷時消費電力を100mW未満にできます．

■ 間欠動作と疑似共振

グリーン・モード・コントローラの大きな特長は待機時の軽負荷に対して高効率を保てることです．待機時に高効率を実現できる理由は，周波数バーストモードを備えているためです．周波数バーストモードでは軽負荷時にスイッチング動作を間欠的に行います．図3はその様子を示した波形です．短い期間集中してスイッチングを行った後にスイッチングが停止し，出力が僅かに低下した時点でスイッチングを再開しています．スイッチングしている期間が短いので全体として高効率が保たれます．スイッチングの周期そのものを極めて長くする方法も考えられますが，リップルが大きく動作が不安定になるほかスイッチング周波数が大幅に変化することからEMC対策も広帯域化する必要があるなど現実的ではありません．これに対して，グリーン・モード・コントローラでは一定のスイッチング周波数を維持しながらもスイッチングはPWM制御され安定な出力を得ることができます．

TIのグリーン・モード・コントローラでは，これに加えて疑似共振(QR：quasi resonant)によるソフトスイッチング制御を併用しています．疑似共振は共振を利用して電圧がゼロになるタイミングでスイッチをターンオフさせる技術です．電圧がゼロでスイッチするZVS(zero-volt switching)ですから，スイッチング損失は極めて小さくなります．さらに波形が正弦波に近くなるためノイズのエミッションも小さくできる利点があります．加えて，一般的なLC共振コンバータは複雑な計算をし外付けのLC回路等で共振点が決定されかつ幅広い入出力変動に対しては全ての状態において安定した共振動作ができませんがTIのUCC28600は幅広い入出力変動条件でも補助巻き線からの検出信号を利用して最小の構成部品で確実な動作を確保することができます．

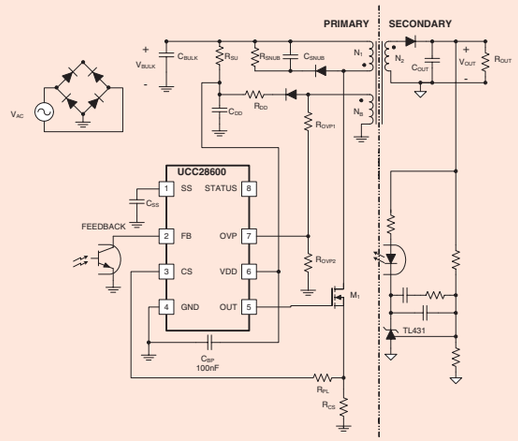


図2　グリーン・モード・コントローラの使用例

■ 巧みなモード制御

グリーン・モード・コントローラは重負荷時に高効率を維持するために内部の動作モードを巧みに切り換えています．エアコンなどは動作状態によって消費電力が大幅に変化しますが，グリーン・モード・コントローラは何れの状態にあっても高い効率を保ちます．具体的には，疑似共振のほかに負荷状態によりDCM(不連続電流モード)とFFM(周波数フォールドバックモード)およびバーストモードを切り替えています．また，スタートアップや復帰の際の過渡時にインダクタなどが機械共振して不快な可聴音を発生することがないようにスイッチ周波数を固定化するといった配慮もなされています．なお，図2では高調波電流対策用のPFC(power fator Correction：力率改善)回路を除いてありますが，ハイパワー電源でPFCを採用する場合は，待機時にPFC回路をオフさせて効率を更に向上させます．

最新の省エネルギー機能を搭載
■ グリーン・モード電源コントローラ UCC28600

- 低EMI・低損失の疑似共振動作モード
- 無負荷時消費電力を150 mW以下に低減
- 低スタートアップ電流：25 μA
- 過電圧・過電流・過熱保護
- ソフト・スタート機能
- PFC回路の禁止機能

製品情報：power.tij.co.jp/ucc28600/

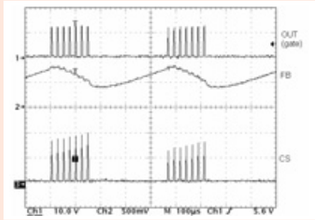


図3　間欠動作時の動作波形

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

これからの電源回路設計手法 11

次世代の中間バス方式と要求されるPOLパワーモジュール

テレコムやネットワーク機器などでは，システム全体の電源効率を向上させるために中間バスによるトポロジを採用する例が増えています．同時に，中間バスに接続されるPOLについても，新たな性能と機能が求められています．

■ 配電と給電のトポロジ

携帯電話基地局などのテレコム機器やデータセンターのネットワーク機器などでは，従来からDC48Vといった直流の比較的高い電圧を基幹電源として用い，各部に配電しています．いっぽう，機器のボード上ではプロセッサ，DSP，デジタルロジック，アナログ回路が混在しており，電源も個々に要求される仕様が異なります．その場合，基幹となる電源から分岐・変換・絶縁して多数の電源を取り出すには幾つかの構成方法(トポロジ)が考えられます．

■ 8Vアンレギュレート中間バス方式

最も単純なのは，**図1a**のように要求される負荷毎に電源を置く分散型の電源システム(distributed Power-supply Architecture：DPA)です．ただし，DPAでは入出力の電圧差が大きく高効率が得られません．また，電圧のレギュレーションを保つためには負荷の直近に電源を配置する必要がありますが48Vといった高電圧ラインをボードの各部まで這わせるのも問題です．

これらの問題を考慮したのが**図1b**の中間バス方式(Intermediate Bus Architecture：IBA)と呼ばれるものです．この方式は現在の主流とも言えるもので，絶縁型のレギュレータ/コンバータで低電圧を作り出し，それを配電して各負荷端ではPOL(Point of load)によって最終電圧を得ます．しかしながら，この方式は入力の絶縁電源に電圧の安定化機能を持たせる必要があり，効率に限界があります．

そこで考えられたのが第二世代のIBAとも呼ぶべき**図1c**の方式です．第二世代のIBAでは入力に絶縁型の電圧コンバータを配置します．電圧コンバータは，定められた電圧比で変換するだけですが高い効率を実現できます．また，コンバータの出力(中間バス)は安定化されませんが，各POLにはもともと安定化機能が備わっているので，これにより安定化できます．第二世代IBAは高効率が特長です．ただし中間バスの電圧を何ボルトにするかは悩む部分です．例えば絶縁コンバータ側から見ればできるだけ高い方が，POLにとっては低い方が有利だからです．また電圧の変動幅なども考慮しなければなりません．テキサス・インスツルメンツ(TI)ではテレコム機器など48V系入力の場合，様々な負荷条件を考慮して8Vを推奨しています．

■ POLへの要求

TIでは第二世代のIBAトポロジにマッチする新たなPOLモジュールとして[T2パワー・モジュールシリーズ]をリリースしました．単純に考えると，第二世代のIBAではPOL入力は電圧変動があるので入力電圧範囲が広いことが新たな条件として挙げられます．これに対してT2では4.5V～14Vを保証しています．T2ではさらに幾つもの技術が盛り込まれており，実はそこに次世代POLとしての意味があります．

例えば，T2では±1.5%という高い出力電圧精度を保証しています．次世代のDSPやASIC，FPGAなどはよりタイトなコア電圧精度を要求するからです．T2の精度はロード/ラインレギュレーション，温度変動，そして長期ドリフトを含んで保証されます．

■ ターボトランス テクノロジ

第二世代IBAのような複雑なシステムでは，ボード上に多数のPOLを必要とします．電流も大容量となるうえ個々のPOLには高い精度が求められます．結果的に，各POLの周囲には大容量のコンデンサなどが並び大きなスペースを占めることになります．TIではこうした問題を解決するひとつの手段として[TurboTrans™ Technology：ターボトランス テクノロジ]を開発しました．ターボトランス テクノロジは，ユーザがモジュールのコントロールループ特性を負荷のコンデンサ容量などに合わせて最適化できる機能です．その結果，同じコンデンサであれば応答特性が改善され，同じ特性であれば，従来よりも小型のコンデンサを使うことができます．図2は出力に1500μFの積層セラミックコンデンサを接続した回路にターボトランス テクノロジを100%適用したとき，50%適用したとき，適用しなかった場合について電流急変に対する出力電圧の応答を比較したものです．ターボトランステクノロジを適用することで，80mVp-pあった変動が40mV以内に納まり，振動成分も無くなっているのが分かります．これは，ループの応答特性が改善されたからに他なりません．

ループ特性は外部の負荷や内部の誤差アンプの特性などが総合されたものなので，ユーザが特性を把握し改善することは容易ではありません．ひとつ誤れば発振などを起こす可能性もあります．このため，通常は汎用性を意識して安定性に大きな余裕度を持たせて設計されます．別な表現をすれば，応答性は犠牲になっている部分もあるわけです．ターボトランス テクノロジはこうした特性の改善をユーザが抵抗一本で簡単に設定できるように工夫されています．例えば負荷の電流変動と電圧変動値を定めれば，データシートにあるチャートから最適なコンデンサの値を知ることができます．

■ スマートシンク＆オートトラック・シーケンス

T2ではボード上に多数のPOLが使用されることを想定して，さらに幾つもの機能が盛り込まれています．その一つはスマートシンク(Smart Sync)と呼ばれるスイッチングクロックの同期機能です．例えばPOLを複数使うとスイッチング周波数が近接するためにインダクタの振動などがビートとなって不快な音や振動を生じることがあります．スマートシンクを利用すれば各POLのスイッチが同期化されビートを生じることがありません．同じ二つのPOLを使う場合は一方のクロックを反転させることで電流のオンオフを打ち消しリップルを少なくできるので，入力コンデンサの容量も少なくて済みます(図参照)．

オートトラック・シーケンス(Auto-Track Sequen-cing)は，各POLの立ち上がり方の関係を設定できる機能です．同時立ち上げ，同比率立ち上げ，逐次立ち上げなど様々なシーケンスを設定できます．本機能については「これからの電源回路手法4(本誌2006年1月号)」で詳しく解説されています．

TIのT2シリーズは，テレコム機器などにおける第二世代IBAトポロジを背景にして登場したPOLモジュールですが，ボード上に多数のPOLが搭載される状況はテレコム機器に限ったことではありません．その意味でT2は，これからのシステム機器に要求されるPOLの要件を満たすモジュールとして注目されます．

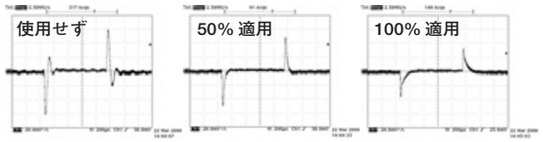


図2　ターボトランス テクノロジによる負荷過渡応答の改善例

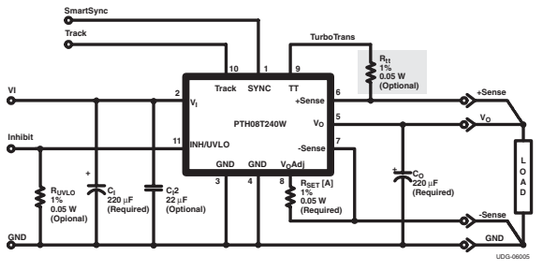


図3　T2の応用例
図のRttでターボトランス機能を設定する

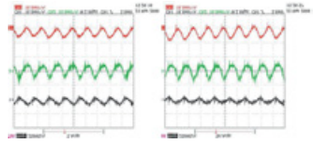


図4　Smart Sync機能の応用例
赤と緑の波形は電源1及び2の出力電圧
黒が総合入力電圧の各リップル成分
左の同相同期に対して右の反転同期では入力のリップルが大幅に減少している

■ POL T2パワー・モジュール PTH08Txxx

- TurboTrans™ 機能
  過渡負荷応答特性改善，出力コンデンサ削減
- Smart Sync 機能
  入力コンデンサの削減，出力フィルタを簡素化
- 1.5%の出力電圧許容差
- 広入力電圧範囲
- Auto-Track™ シーケンス機能
- 縦型と横型の2ラインアップ　ほか

製品情報：power.tij.co.jp/t2/

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

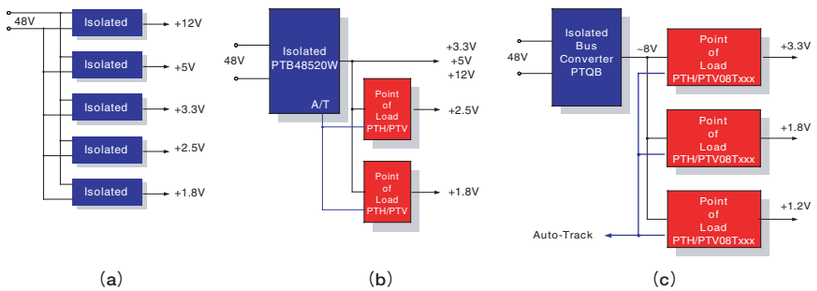
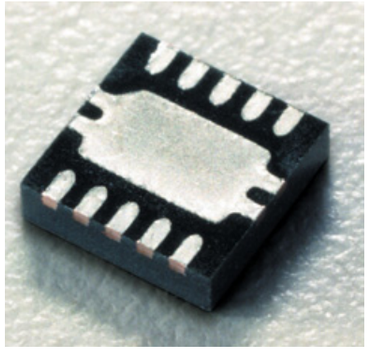


図1　テレコム機器の電源トポロジ

(a)は旧来の分散電源(DPA)
(b)はレギュレータを使う第一世代の中間バス方式(1st GEN IBA)
(c)はコンバータを使い高効率化した第二世代の中間バス方式(2nd GEN IBA)



これからの電源回路設計手法 12

面実装時代の熱設計
――放熱の基本と熱抵抗モデル

部品が小型化し高密度実装が進むに従い，半導体から発生する熱を基板に逃がすことが多くなりました．その場合，放熱ルートとしてのプリント基板をどのように考えればよいのか．材料の持つ基本的な性質と熱抵抗モデルを通じて考察します．

■ 熱抵抗

電子機器や基板では，熱抵抗の概念と熱抵抗モデルを用いた熱設計が広く行われています．まずはその確認から．

熱抵抗は，物体に1Wの電力に相当する熱量をあたえた場合に温度が何度上がるかを示した量で，単位は［℃/W］です．物体の放熱性を示す量であって熱抵抗が小さいほど放熱性が良いと言えます．

熱抵抗とデバイスの電力損失と温度上昇の関係は

温度上昇 ＝ 熱抵抗 × 電力損失

となります．これはオームの法則

電圧降下 ＝ 電気抵抗 × 回路電流

と同じ関係にあるので，発熱と放熱の様子を電気回路に置き換えて考えることができるわけです．さらに，**図1**に示したような半導体の発熱部(ジャンクション)→ケース→ ヒートシンク→ 外気という一連の放熱ルートでは各々の熱抵抗の直列接続と考えることができます．

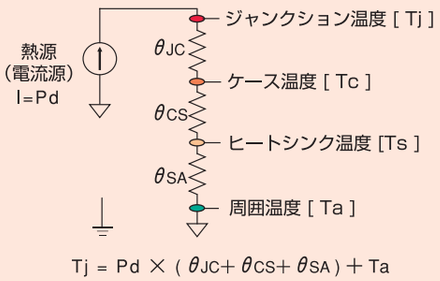
あえて一つだけ注意点を挙げるとすれば，熱抵抗モデルにおける基準温度は，0℃ではなく周囲温度だということです．例えば，熱抵抗×電力損失で温度上昇が50℃と計算された場合，周囲温度が40℃ならばジャンクションの温度は90℃になります．回路図で言えばグラウンドが周囲温度に相当する電圧だけ浮いていることに相当します．

■ 基板材と銅箔の放熱特性

電気抵抗は物体の大きさと形状や，その材料が持つ導電率で決定されるのと同様に，熱抵抗は物体の形状と物質の持つ熱特性に依存します．

穴あき基板にディスクリート部品やDIPのICを搭載していた時代には放熱のルートは**図1**のようなシンプルなモデルで考えることができました．昨今では部品が小型化し高密度実装が進み，半導体から発生する熱を基板に逃がす機会が増えており，プリント基板に関する放熱の材料や形状と放熱性の関係について検討することが重要になってきています．

図2に基板周りに使われる物質の熱伝導率を掲げます．



$$Tj = Pd \times (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) + Ta$$

計算例：

$\theta JA = \theta JC + \theta CS + \theta SA = 76.2$℃/W

$\theta JC = 38.6$℃/W のとき，

Ta=25℃でTj=150℃となる電力(Pd)は

Pd = (150-25) / 76.2 = 1.64 [W]

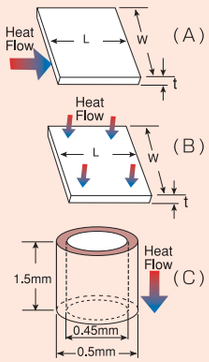
そのときのケース温度Tcは

Tc = 25+(76.2-38.6)× 1.64 = 86.7 [℃]

図1　熱抵抗と電気回路

図2
物質の熱伝導率

物質名	熱伝導率1（W/mK）
銅	403
アルミニウム	236
エポキシ(FR4)	0.25
ハンダ	39
空　気	0.024



物質名	条　件	熱抵抗(℃/W)
銅	横方向（図A） t=0.035mm	79
	厚さ方向（図B） t=0.035mm 2.54cm²	0.00015
	ビア 1個（図C）	100
エポキシ (FR4)	横方向（図A） t=1.5mm	2600
	厚さ方向（図B） t=1.5mm 2.54cm²	9.3

図3　物体の熱抵抗

銅やアルミなどの金属の値が圧倒的に大きく，熱が伝わりやすいことを示しています．それに比べ，基板材料のエポキシや空気は3桁から4桁も低い値です．同じ形状で比較した場合，エポキシは銅に比べて遥かに熱を伝えにくい物質であると言えます．

いっぽう**図3**は，プリント基板の形状を考慮した物体の熱抵抗を示したものです．まず，基板面に沿って横方向に熱を逃がす場合で比べると，35ミクロンの銅箔パターンの方が1.5mmの基板材(FR4)よりも30倍以上も放熱性が良いことを示しています．横方向には銅箔パターンで熱を逃がすべきで基板そのものの放熱性はあまり期待できません．

これに対して基板の厚み方向ではFR4でも9.3℃/Wとなり，ある程度放熱を期待できることを示しています．1.5mm厚でこの値ですので，多層薄型基板ではさらに熱抵抗は小さくなります．つまり，厚み方向に対しては基板を通じた放熱ルートを考えてよいということです．**図3**では放熱のために設けるサーマルビアも採り上げました．ビア1個では100℃/Wと高い熱抵抗を示しますが，実際には複数のビアを設けます．その場合，例えば10個あければ熱抵抗は1/10になるので，約1平方インチの基板面に相当する放熱性を期待できます．

■ プリント基板の熱モデル

基板の横方向や厚み方向に熱を逃がすことを考えると，**図1**に示したような1本の直列回路で置き換えるには無理がでてきます．横方向と厚み方向の放熱ルートを考えなければならないからです．しかも，横方向に逃げた熱はその先で厚み方向にも拡散します．ビアがある場合はそれも考慮しなければなりません．従って基板からの放熱では**図4**に示したような熱抵抗アレイのモデルを作り，これを数式化して解く必要があります．

図5に示した二つのグラフは，その結果の例です．半径が1インチと2インチで厚さ1.5mmの2層FR4基板に0.3mmで9個のビアを設け，3Wの熱源を取り付けた場合の温度プロファイルを示しています．**図5(a)**は銅箔が35μm，**図5(b)**が70μmの場合です．

二つのグラフはいくつかの結論を暗示しています．まず第一は，二つのグラフ共に基板の大きさによって各部の温度が異なることです．両者とも1インチより2インチの方が基板全域で温度上昇が少なくなっています．熱源から離れた部分はもちろん，熱源に近い部分にも基板サイズの違いが現れています．基板が小さいと温度が上がり，温度を下げるためにはある程度の基板面積が必要であるというわけです．

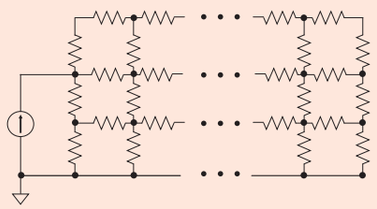


図4　基板の熱抵抗モデル

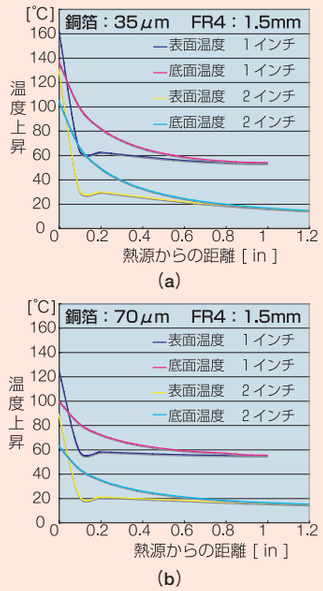


図5　基板上の温度プロファイル

次に，二つのグラフを比べてみると，熱源に近い部分での温度が40℃近く異なっています．当然のこと，銅箔が厚い方が温度上昇は少なくなっています．そのいっぽうで，熱源から離れた場所では二つのグラフの温度に殆ど差がないことに注意してください．直感的には銅箔が厚い方が温度が下がるように思われますが，熱源から離れた場所の温度は基板面積の関数であって，銅箔の厚みなど，熱源付近の熱抵抗には依存しないのです．基板の面積がある大きさを超えると放熱をどのように行ったとしても基板のエッジの温度は同じになります．結果的に，ジャンクション温度など熱源近傍のミクロな見地では熱抵抗を下げて温度上昇を小さく抑える方法が有効ですが，基板全体の温度などマクロ的な温度を下げる場合は，材料に関係なくある程度以上の基板面積が必要になることがわかります．

■ 電源ICホームページ
power.tij.co.jp

TEXAS INSTRUMENTS
日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6丁目24番1号
西新宿三井ビル
URL www.tij.co.jp

販売特約店 及び 取扱店

http://www.tij.co.jp/dist/

株式会社 アムスク

〒180-8534　東京都武蔵野市中町1-15-5　三鷹高木ビル
☎0422（54）7100　FAX0422（37）2549

株式会社 日立ハイテクトレーディング

電子デバイス営業本部
〒105-8418　東京都港区西新橋1-24-14　日製産業ビルディング3階
☎03（3504）7921　FAX03（3504）7903

コマツトライリンク株式会社

第2デバイス事業部
〒115-0004　東京都港区新橋1-16-4　りそな新橋ビル6階
☎03（5521）2062　FAX03（3502）6301

新光商事株式会社

本社　TI販売推進部
〒153-8650　東京都目黒区目黒1-1-5
☎03（5721）2356　FAX03（5721）2219

東京エレクトロンデバイス株式会社

新横浜オフィス
〒222-0033　神奈川県横浜市港北区新横浜3-18-20　ベネックスS-1ビル8階
☎045（474）5256　FAX045（474）5781

富士エレクトロニクス株式会社

本社
〒113-8444　東京都文京区本郷3-2-12　御茶の水センタービル
☎03（3814）1411　FAX03（3814）1414

株式会社 マクニカ クラビス カンパニー

〒222-8561　神奈川県横浜市港北区新横浜1-6-3　マクニカ第1ビル
☎045（470）9821　FAX045（470）9822

松下テクノトレーディング株式会社

横浜営業所
〒222-0033　神奈川県横浜市港北区新横浜2-11-5　川浅ビル4階
☎045（471）1571　FAX045（471）1577

丸文株式会社

デバイスカンパニー　東日本第1本部（東京本社）
〒103-8577　東京都中央区日本橋大伝馬町8-1
☎03（3639）9920　FAX03（3639）8156

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

お問い合わせ先

日本TIプロダクト・インフォメーション・センター（PIC）
URL:http://www.tij.co.jp/pic/

本社
〒160-8366　東京都新宿区西新宿6-24-1　西新宿三井ビル
☎03（4331）2000（番号案内）

西日本ビジネスセンター
〒530-6026　大阪府大阪市北区天満橋1-8-30　OAPオフィスタワー26階
☎06（6356）4500（代）

工場
大分県・日出町／茨城県・美浦村
神奈川県・厚木市（厚木テクノロジー・センター）
茨城県 ・ つくば市（筑波テクノロジー・センター）

S-0107

ご注意：
本資料に記載された製品・サービスにつきましては予告なしにご提供の中止または仕様の変更をする場合がありますので、本資料に記載された情報が最新のものであることをご確認の上ご注文下さいますようお願い致します。
TIは製品の使用用途に関する援助、お客様の製品もしくはその設計、ソフトウェアの性能、または特許侵害に対して責任を負うものではありません。また、他社の製品・サービスに関する情報を記載していても、TIがその他社製品を承認あるいは保証することにはなりません。

TEXAS INSTRUMENTS

©2006 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
Printed in Japan 2006.11　**JAJB012**