

省エネルギーのための電子技術専門誌

# グリーン・ Green Electronics エレクトロニクス

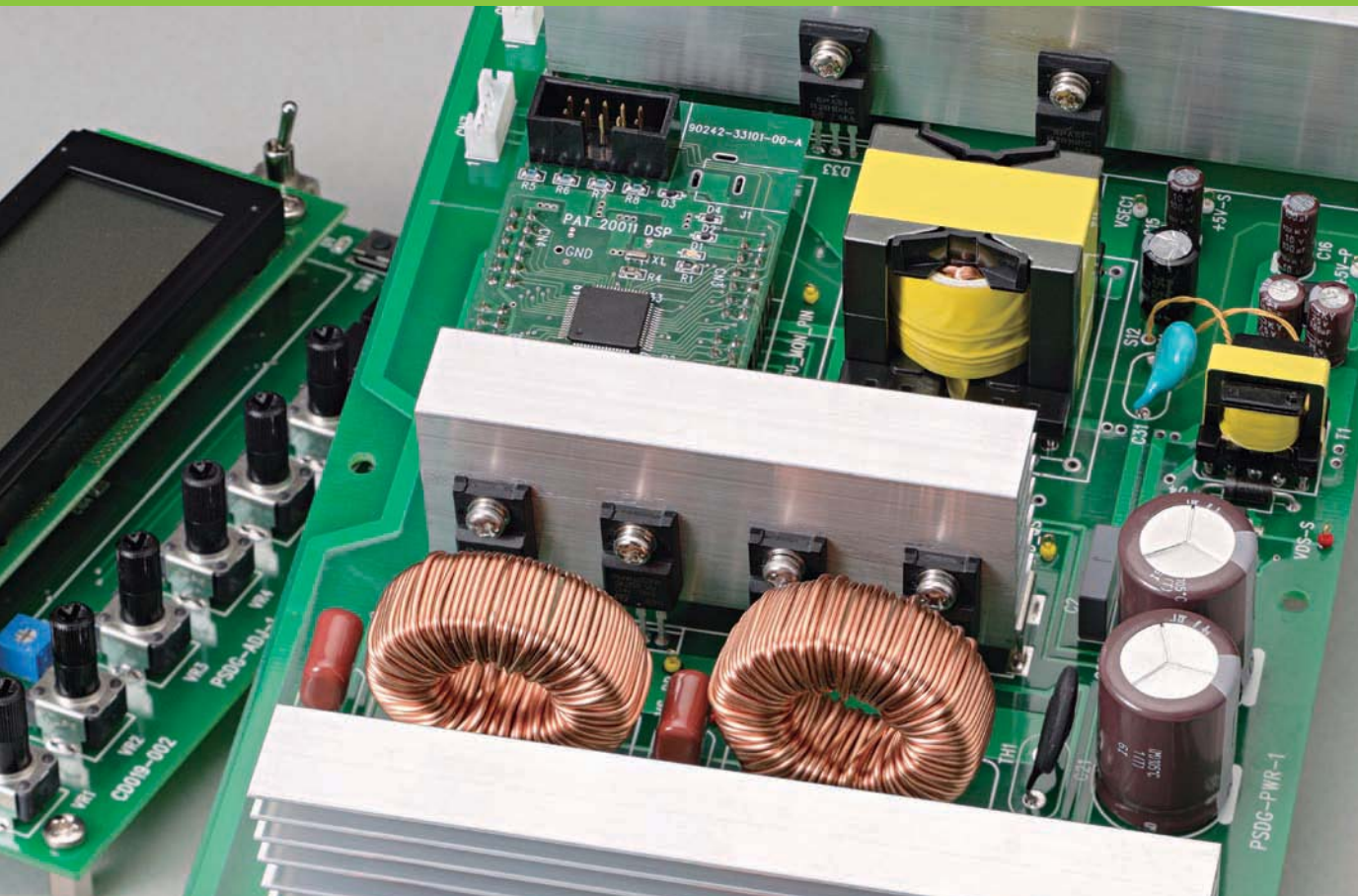
No.  
13

見本

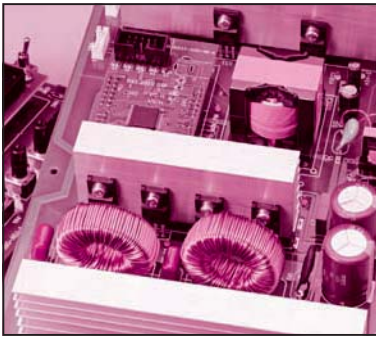
マイコンによって力率改善回路やスイッチング電源を制御する

## 特集 デジタル制御電源の実践研究

- アナログ制御を凌駕するデジタル制御電源…デジタル電源コントローラZL6105
- IRS2795シリーズを使用したLLC共振電源の設計…8ピンでハイ・サイド・ドライバ内蔵



# 第1章



## デジタル制御による電流高調波の抑制

### dsPICマイコンを使用した電流臨界モードPFCの実験

田本 貞治  
Tamoto Sadaharu

交流から直流に変換する電源では、商用電源を流れる電流に高調波成分が多いと、電力機器の過熱や動作不安定や唸りなどの悪影響が出てきます。また、高調波電流は力率を悪化させます。その結果、無効電流が増えることにより配電系統を流れる電流も増えるので、損失が増えることになります。

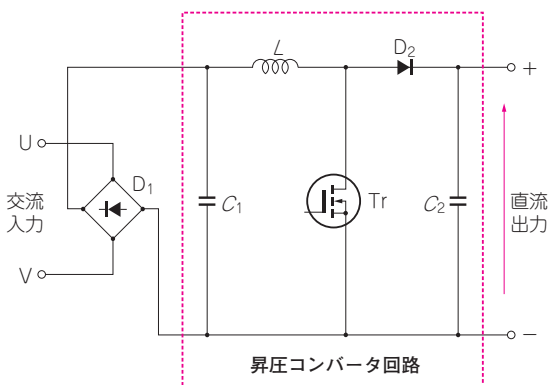
そこで、このような電源では、高調波電流を抑制する回路を使用して入力電流を正弦波電流にします。このような回路をPFC(Power Factor Correction)といいます。また、力率を1に近づけるため、力率改善回路ともいいます。ここでは、PFC回路にマイコンを使用したデジタル制御により実験を行います。

#### PFCの基礎

##### ● PFC回路とは

トランジスタを1個使用する代表的なPFC回路を図1に示します。

図1のPFC回路はいろいろな制御方式が提案されていますが、電流に着目すると図2のように、電流連続モード、電流臨界モード、電流不連続モードに分けることができます。



1石式PFC回路はブリッジ・ダイオードと昇圧コンバータの組み合わせ

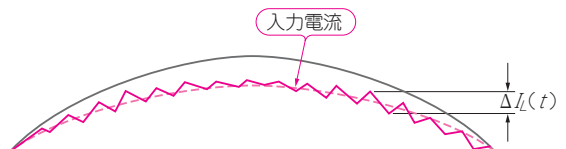
図1 1石式PFCの回路構成

##### ▶ 電流連続モード

電流連続モードは、トランジスタのスイッチングに対して、チョーク・コイル電流は連続的に流れ、最も高調波電流を抑制することができます。しかし、この方式はスイッチング・トランジスタON時に整流ダイオードのリバース・リカバリ電流が流れます。そのため、スイッチング・ノイズの発生が大きいため、対策のためにノイズ・フィルタを強化する必要があります。

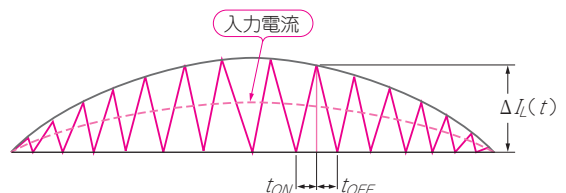
##### ▶ 電流臨界モード

一方、電流臨界モードは、整流ダイオードを流れている電流がゼロになったときにスイッチング・トランジスタをONします。そのため、ダイオードのリバース



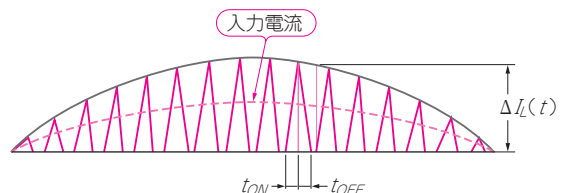
チョーク・コイル電流は連続しておりリプル電流は小さい

(a) 電流連続モードPFC



チョーク・コイル電流はスイッチングごとに0Aで開始している

(b) 電流臨界モードPFC



チョーク・コイル電流はスイッチングごとに途切れて不連続になっている

(c) 電流不連続モードPFC

図2 PFCの電流モード

ス・リカバリ電流が流れず、ノイズの発生が少ないので、最近ではノイズを嫌うテレビ用の電源などで使用されるようになりました。しかし、チョーク・コイルを流れる電流のピーク値は入力電流の2倍になり、リップル電流が大きくなります。そのため、トランジスタの電流定格を大きくする必要があります。

▶ 電流不連続モード

電流不連続モードは最も簡単な制御で実現でき、回路を流れる電流は不連続になります。そのため、ダイオードのリバース・リカバリ電流は流れず、ノイズの発生も少ないのですが、高調波電流は他の制御法に比べると抑制効果は低くなります。また、チョーク・コイルを流れる電流のピーク値も電流臨界モードよりさらに大きくなり、半導体の定格も大きくなります。

この章では、ノイズの発生が少なく、高調波電流の抑制も良好な電流臨界モードについて実験を行い、どのくらい高調波電流が圧縮できるかを確認します。ここでは、マイクロチップ・テクノロジーの「dsPICマイコン」を使用して、デジタル制御で実験します。

● 電流臨界モードPFCの動作原理

図1の回路は、入力のブリッジ整流ダイオードの後に昇圧コンバータを接続した回路となっています。電流臨界モードPFCの動作原理を考えるために、図1の回路をトランジスタがONしたときと、トランジスタがOFFしたときに分けて等価回路を作成すると、図3(a)(b)の回路ができます。

トランジスタがONしたときは、入力電源をチョーク・コイルを介してトランジスタで短絡します。これにより、チョーク・コイルに電流が流れてエネルギーを蓄積します。負荷には、出力コンデンサから放電し

て電力を供給します。

トランジスタがOFFすると、チョーク・コイル電流は流れ続けようとして、入力電源からチョーク・コイルとダイオードを通して、出力コンデンサと負荷に電流が流れます。

トランジスタがONしたときと、OFFしたときのチョーク・コイルの電流変化に着目して微分方程式を立てると、式(1)と式(2)ができます。

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} \dots\dots\dots (1)$$

$$L \frac{di_L}{dt'} = V_{out} - v_{in} \dots\dots\dots (2)$$

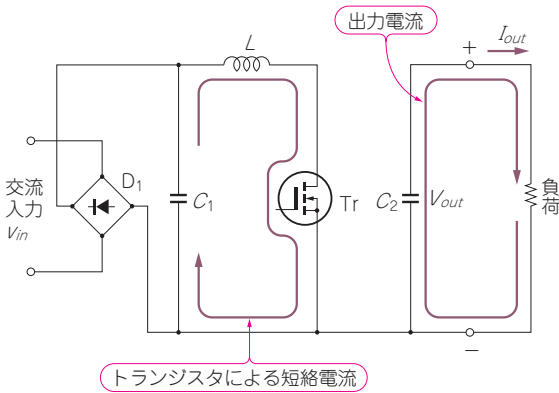
式(1)および式(2)で、 $L$ はチョーク・コイルのインダクタンス、 $i_L$ はチョーク・コイル電流の瞬時値、 $v_{in}$ は入力電圧の瞬時値、 $V_{out}$ は出力電圧です。

図4のように、トランジスタがONしているときの電流は $di_L/dt$ の傾斜で増加します。トランジスタがOFFすると、チョーク・コイル電流はトランジスタからダイオードに転流し流れ続けます。そのときの電流は、 $di_L/dt'$ の傾斜で減少します。そこで、ちょうどダイオード電流が0AになったときにトランジスタをONすると、電流臨界モードとなります。

このように動作すると、図4の電流波形のようにチョーク・コイル電流は三角波になるので、三角波の平均電流はピーク電流の1/2になります。すなわち、式(3)のように、チョーク・コイル電流は入力電流の瞬時値 $i_{in}(t)$ の2倍のピーク電流 $\Delta I_L(t)$ になります。

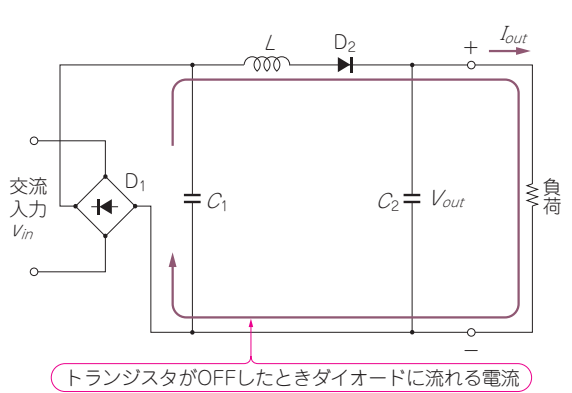
$$2i_{in}(t) = \Delta I_L(t) \dots\dots\dots (3)$$

トランジスタのON時間を $t_{ON}(t)$ とし、チョーク・コイルの電流変化が直線的であるとすると、式(1)の $di_L$ は $\Delta I_L(t)$ に、 $dt$ は $t_{ON}(t)$ に置き換えることができます。



トランジスタがONすると電源をLを介して短絡してチョーク・コイルに電流が流れる。このときの電流変化を $di_L/dt$ とする。電流変化は増加方向である

(a) トランジスタがONしたときの等価回路



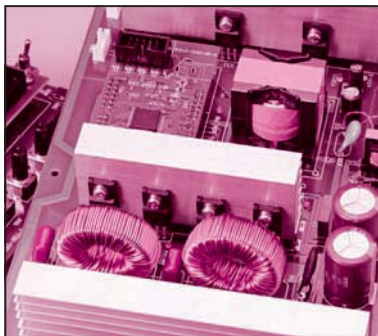
トランジスタがOFFすると電源とC1からチョーク・コイルとダイオードD2を介して出力コンデンサC2と負荷に電流が流れる。このときの電流変化を $di_L/dt'$ とする。電流変化は減少方向である

(b) トランジスタがOFFしたときの等価回路

図3 電流臨界モードPFCの動作時の等価回路



## 第2章



## 高効率で低ノイズのスイッチング電源をマイコンで制御する

# 全波整流ハーフ・ブリッジ LLC共振コンバータの設計と試作

喜多村 守  
Kitamura Mamoru

電圧、電流を高速でON/OFFするスイッチング電源では、いたるところでLC共振現象によるサージ電圧やサージ電流が発生して、ノイズや損失を増加する原因となっています。このやっかいなLC共振現象ですが、きちんと制御することで、逆にノイズや損失を低減するスイッチング技術が研究/開発されています。なかでもLLC共振コンバータは、効果と技術が一般的に認知された優れた電源方式の一つです。今では高効率/低ノイズを要求される液晶テレビやパソコン、サーバ用電源など多くの電源で使われています。

LLC共振コンバータはPWMコンバータとは異なり、動作が複雑で入力電圧範囲を広くしにくいという欠点がありますが、優れた制御ICとAC入力電圧の変化を吸収するPFCコンバータを使用することで、容易に解決できるようになってきています。

本稿では、LLC共振コンバータの一つである、全波整流ハーフ・ブリッジLLC共振コンバータについて、その概要と電源制御用マイコンRX62Gを使ったデジタル制御方法について解説します。

### 全波整流ハーフ・ブリッジ LLC共振コンバータ

ここでは、全波整流ハーフ・ブリッジLLC共振コンバータ(以降、LLC共振コンバータ)の動作概要、設計の基礎となる等価回路やその解析方法について説明します。

#### ● 特徴

まず、LLC共振コンバータの動作に深く関わる特徴について簡単に説明します。このような特徴がなぜあるのかについては、次項以降で詳しく見ていきます。

#### ▶長所

##### (1) 高効率(90~95%程度)

ZVS(Zero Volt Switching)技術によりスイッチング損失を低くできます。また、オン抵抗の低いMOSFETの使用が可能です(ハーフ・ブリッジ方式なので600VクラスのSJ-MOSを使用可能)。さらに、低耐圧のダイオードを使用できます(全波整流方式のた

め、12V出力だと60V以下の低 $V_F$ ダイオードを使用可能)。

##### (2) 低ノイズ

正弦波に近いスイッチング電流波形とソフト・スイッチングで、サージ電流/電圧が少なくなります。

##### (3) トランスの使用効率が高い

ハーフ・ブリッジ方式のためトランスを正負両方向の励磁で使用できます。

##### (4) 多出力電源化が容易

PWM制御のようなオン・デューティの制御ではなく、トランスの2次側電圧そのものが変化する制御方式です。また、デューティ50%動作なので、オン・デューティが負荷により大きく変わることがなく、他チャンネルの負荷の影響を受けにくくなります。

#### ▶短所

##### (1) 動作が複雑

LLC共振コンバータには二つのインダクタンスがありますが、そのうちの 하나가負荷と並列に接続されるためLLC共振回路の周波数特性は負荷の変化とともに変化します。この特性を理解して制御する必要があります。

##### (2) 入力電圧範囲の制限、共振外れ

入力電圧や負荷を大きく変化すると共振条件を外れ、損失やノイズが増加するため、周波数制限などの対策が必要です。

##### (3) 軽負荷時の損失が大きい

励磁電流が原因なのである程度インダクタンスの選定で調整できますが、ZVS動作のために励磁電流が必要であることから減らすことが容易ではなく、間欠発振させるなどの工夫が必要です。

##### (4) トランス漏れ磁束が大きい

励磁インダクタンスを小さくするため、コアのエア・ギャップを大きくします。このため漏れ磁束が大きくなり、周辺部品やパターンへの配慮が必要となります。

#### ● 基本回路

LLC共振回路の基本回路を図1に示します。1次側は、

$Q_1$  と  $Q_2$  によるハーフ・ブリッジ回路, 1次巻き線と直列接続されたインダクタンス  $L_R$  とコンデンサ  $C_R$ , トランス1次巻き線の励磁インダクタンス  $L_M$  で構成されています。2次側は, 全波整流回路となっています。

ここで,  $L_R \rightarrow L_M \rightarrow C_R$  が直列に接続された共振回路からなるコンバータであることから, LLC共振コンバータと呼ばれています。

$Q_1, Q_2$  はデッド・タイムをもったデューティ 50% のドライブ信号で動作し, 矩形波電圧  $V_{inSQ}$  を作ります。デッド・タイムは  $Q_1, Q_2$  の貫通電流を防止するほか,  $Q_1, Q_2$  のZVS動作のために重要な役割を果たします。

矩形波電圧  $V_{inSQ}$  は, 図1(b)のように正極性で, 振幅は  $V_{in}$  となります。  $V_{inSQ}$  を LLC共振回路に印加すると, 共振コンデンサ  $C_R$  の働きで直流成分がなくなり, 図1(c)のような正負極性の矩形波電圧になります。これがトランスの1次巻き線に印加されます。

2次側へは巻き数比  $n$  で電圧変換して伝達され, 全

波整流して出力されます。全波整流回路は, ダイオード  $D_1, D_2$  の代わりに低オン抵抗のMOSFETを使った同期整流回路とすることで, より低損失化できます。

### ● 基本動作

図2(a)に, LLC共振コンバータに流れる電流を示します。図2(b)は負荷抵抗  $R_{out}$  を1次側の抵抗  $R_{outP}$  に変換した等価回路です。  $I_{outP}$  はダイオード電流  $I_{out1}, I_{out2}$  を1次側に変換した電流で, 励磁インダクタンス  $L_M$  には流れません。このため出力電流の経路は共振インダクタンス  $L_R \rightarrow$  共振コンデンサ  $C_R$  となります。  $I_M$  はトランスの励磁電流で, 経路は共振インダクタンス  $L_R \rightarrow$  励磁インダクタンス  $L_M \rightarrow$  共振コンデンサ  $C_R$  となります。

図2(b)の等価回路を見ると明らかなように, この回路はLC直列共振回路となっています。したがって, PWMコンバータとは異なり, 矩形波電圧を印加してもLC共振によって電流は直線的には変化せず, 正弦

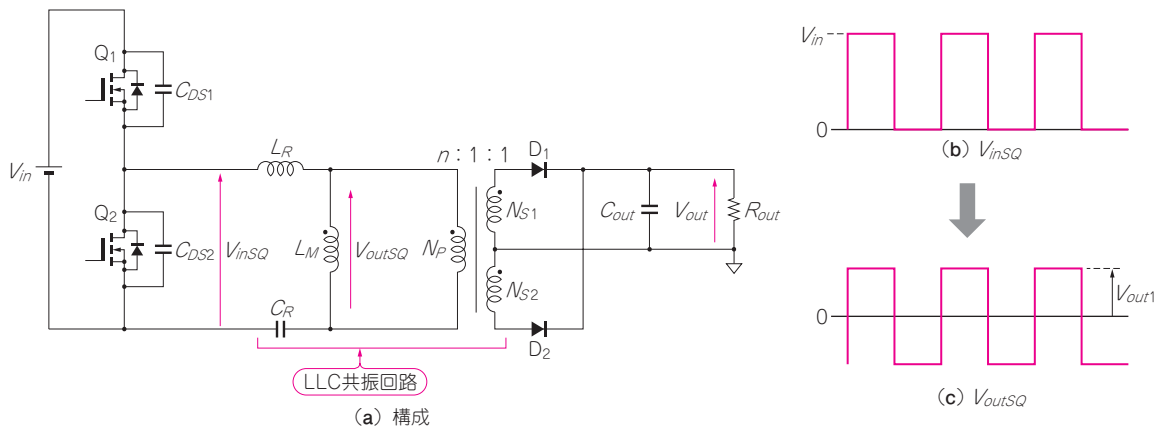


図1 全波整流ハーフ・ブリッジLLC共振コンバータの回路構成

$L_R$ : 共振インダクタンス,  $L_M$ : 励磁インダクタンス,  $C_R$ : 共振コンデンサ,  $C_{DS1}, C_{DS2}$ :  $Q_1, Q_2$  のドレイン-ソース間容量,  $n$ : トランス巻き数比 ( $n = N_p / N_{S1} (N_{S2})$ ),  $V_{in}$ : 直流入力電圧,  $V_{inSQ}$ : LLC共振回路を駆動する矩形波電圧(正極性),  $V_{outSQ}$ : トランス1次巻き線に印加される矩形波電圧(正負極性),  $V_{out}$ : 直流出力電圧,  $R_{out}$ : 負荷抵抗

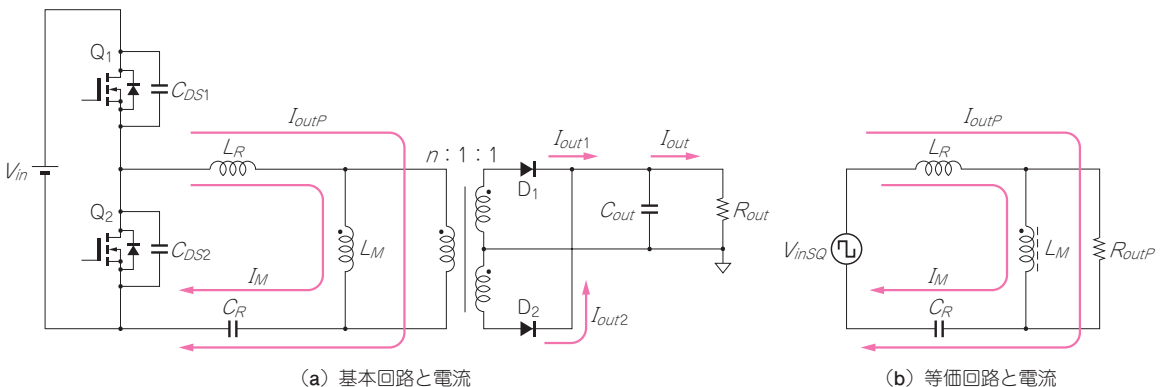
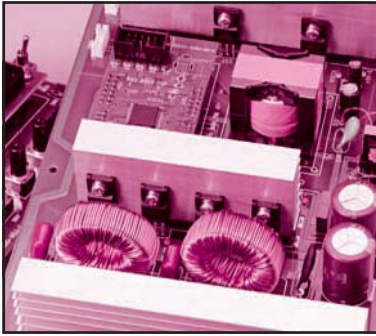


図2 全波整流ハーフ・ブリッジLLC共振コンバータの電流の流れ

$I_{out}$ : 直流出力電流 ( $V_{out}/R_{out}$ ),  $I_M$ : 励磁電流,  $I_{outP}$ : 負荷電流(2次側負荷電流  $I_{out}$  の1次側への変換値),  $R_{outP}$ : 負荷抵抗(2次側負荷抵抗  $R_{out}$  の1次側変換値)

## 第3章



専用マイクロコントローラ Alligator を使った

# 本格的フルデジタル制御電源の製作記

並木 精司 / 星野 博幸

Namiki Seiji / Hoshino Hiroyuki

私が現役のエンジニアの頃に、すでにデジタル制御電源が登場して話題となっていました。その当時からずっとその存在が気になっておりましたが、安物電源の開発が主でなかなか開発をするチャンスがなく、今に至っていました。

今回やっと、デジタル制御電源を開発するチャンスがやってきました。私にとっても初めての経験であり、先入観なしで今までの電源との違いやその優位点、欠点を確認し、何か今後のデジタル制御電源の開発手法に提言ができないか探ってみました。

### デジタル制御電源の普及を阻害する要因

何年もまえからデジタル制御電源が話題になっていましたが、実態はいろいろな問題があり、いまだ量産に採用される機会が多いとはいえない状況にあります。その原因はいろいろありますが、私なりに考えてみました。

- (1) アナログ電源と何が違うのか？ 優位点が明確に説明できていない。アナログICの機能を置き換えたただけではだめ
  - (2) 制御マイコンの出力がTTLレベルのためにドライバ回路の外付けが必須になり、コスト的に不利(アナログICのほとんどはドライバ回路込み)
  - (3) 最近は安くなってきたとはいえ、いまだ制御マイコンの価格はアナログICに比較して高く、コスト重視の量産品に採用しにくい
  - (4) 制御マイコンを1次側、2次側のどちらにおいても、アナログ信号の絶対値を絶縁して伝えるデバイスが必要になる。アナログ信号を高精度、高速で伝達できる絶縁デバイスの価格は高くコスト的に不利
  - (5) 電源エンジニアは一般的にソフトウェア開発が苦手、逆にソフトウェア・エンジニアは電源やアナログが苦手と言える。よって、デジタル制御電源をいざ開発する場合、両方の技術に精通するエンジニアは少なく開発に対する敷居が高い
- 上記のようないろいろな問題を抱えるデジタル制御電源ですが、最近ではコントローラの価格も大きく

下がってきており、今後は産業用の比較的大きな電力の電源にはコスト的にもメリットが出せるはずですが、今からでもデジタル制御電源技術をやっておく必要があると判断しました。

従来の電源の設計開発に人並みの経験を有していると自負する私達が、実際の設計開発のプロセスでどのような問題にぶつかってそれをどう解決したか、失敗も含めて記事にしています。これからデジタル制御電源をやってみたいエンジニアの方々に、少しくらいは参考になるものと信じています。

ただし、本記事は具体的なデジタル制御電源の製作記事であり、デジタル制御電源の制御ソフトウェアに関する説明および電源パワー部の設計に関する説明は省きました。それらに関する情報についてはすでに多くの専門書が出版されていますので、そちらを参照されるようお願いいたします。

### デジタル制御電源の開発コンセプト

まず設計に先立ち、開発関係者にて今回のデジタル制御電源のコンセプトを討議しました。その内容は以下のとおりです。

- (1) デジタル制御電源の技術的なノウハウを得るためのプロトタイプ電源である
- (2) 小ロット大容量電源への応用を考慮し、汎用性のある回路を採用する
- (3) 組み込みソフトウェアの経験がない電源エンジニアでも、今回の開発の成果を利用して新規設計に応用できる簡便性を追及する
- (4) 産業用の中大電力電源で従来のアナログ電源に対抗できるコストが達成可能な回路構成を追求する

### ● デジタル制御電源の開発方針

以上のコンセプトを実現するために、具体的に次のような開発方針を設定しました。

- (1) 動作評価の容易さを考慮し200～300 W程度の電源とする
- (2) DC-DCコンバータ部は大容量電源に使用される

機会の多いフェーズ・シフト・コンバータと、200～500 W程度の電源に使用される電流共振コンバータに対応できるようにする(ソフトウェアは別々にする)

- (3) 力率改善部は大電力に強く入力EMIフィルタを小さくできるメリットがあるインターリーブ方式に対応
- (4) 上記のスイッチング方式に対応した標準のソフトウェアを開発、ユーザが開発する各々のアプリケーションに対応するパラメータ設定項目はソフトウェア書き換えることなく外部から簡単に設定できる仕組みを準備する
- (5) デバッガなどのツールを使用しなくてもコントローラの動作状態がリアルタイムでモニタできる仕組みを準備する。デジタル電源は普通のデジタル・アプリケーションと違い、デバッガによるステップ実行を行うとスイッチング・デバイスが破壊してしまうのでデバッガの使用不可(専用の動作状態をモニタできるツールを開発)
- (6) アナログ信号の絶縁素子および絶縁ドライバの使用を極力減らすために、コントローラを1次側に配置した

ソフトウェア書き込み時に接続するとき、パソコンを1次側に接続することになり安全性に問題がありますが、この電源を取り扱うユーザは電源エンジニアであることを前提にしました。当然、絶縁USBアダプタやAC入力側に絶縁トランスを利用すればより安全になります。

- (7) 2次側からのアナログ信号の検出は絶縁アンプなどの高価なデバイスを使用しないで済むように、安価なA-Dコンバータ付きのマイクロコントローラを使用して2次側でいったんデジタル信号に直し、シリアル通信を利用して1次側のスイッチング制御用コントローラに情報を伝えるようにすることでコストを下げる
- (8) スwitchング制御用マイクロコントローラは新日本無線のアリゲータ(Alligator)と言われるデジタル電源に特化したDSP内臓のNJU20011を採用する(本ICの概要は稿末のAppendix-1を参照)。
- (9) 電源仕様は入力90～264 V<sub>AC</sub>、出力24 V<sub>DC</sub>/12.5 A(300 W)で、PFC付き、力率90%以上を想定した

### 設計した回路の説明

上記コンセプトを元にして実際に設計した電源のブロック図を図1に、デジタル電源制御CPUモジュールの回路を図2に、デジタル制御電源回路を図3(a)(b)(c)(d)に示します。

完成基板の外観を写真1に示します。

#### ● デバイスと部品選択

ここで、今回開発したデジタル電源の回路について簡単に説明します。

2次側のアナログ信号検出およびシリアル通信を担当するICは、コストパフォーマンスの良いマイ

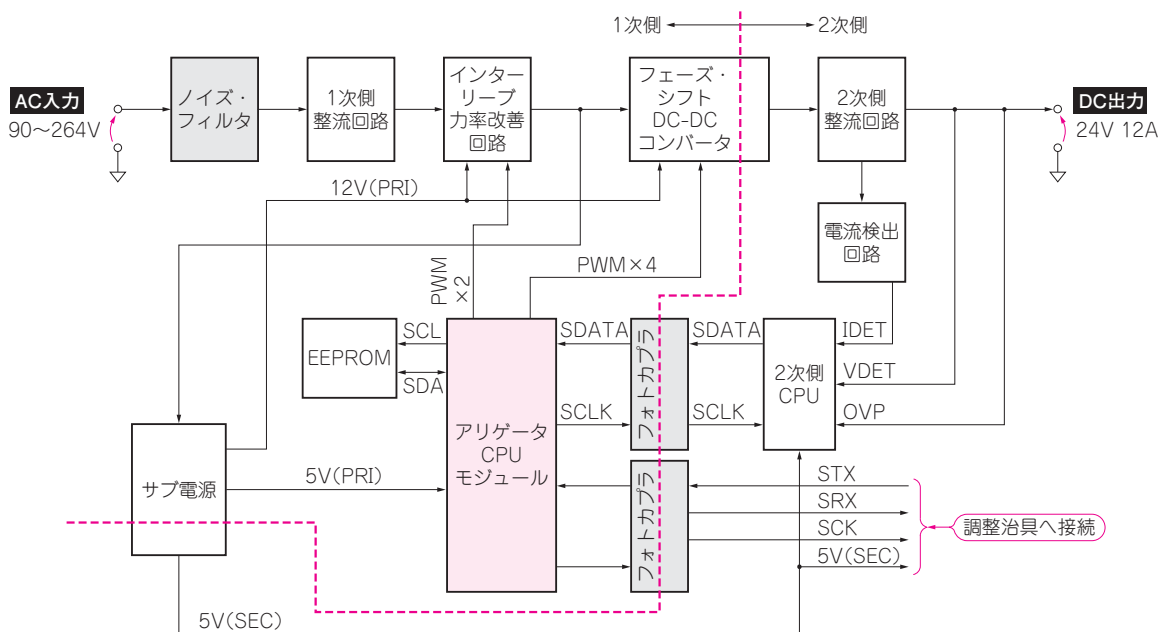
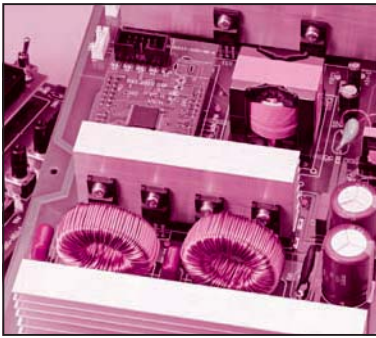


図1 設計した電源のブロック構成



# 第4章



## dsPIC33FJを使用した デジタル制御スイッチング電源評価ボード デジタル電源スタータ・キットの 動作実験

田本 貞治  
Tamoto Sadaharu

マイクロチップ・テクノロジー社のデジタル電源スタータ・キット (Digital Power Starter Kit ; 以降, 電源ボード) を入手しましたので, 動かしてみたいと思います. この電源ボードは最初からプログラムがインストールされており, 添付されている DC 9V の AC アダプタから電源を供給するとそのまま動作するため, 初めての方でもデジタル電源を手軽に動かすことができます. この電源ボードには, 降圧コンバータと昇圧コンバータが実装されていますので, スwitchング電源の基礎とデジタル制御プログラムを学習することができます.

初めに, インストールされているプログラムを使用して, そのままデジタル電源を動作させて, ボードの内容と動作概要を理解することにします. その後,

MPLAB IDE を起動してプロジェクトを開き, プログラムをビルドして電源ボードに書き込んで動作させてみたいと思います.

ここでは, 出力電圧や過電流保護や制御パラメータを変更して実験ができるようにします. それぞれの値がどのような方法で構築されているかが理解できると, 実装されたプログラムの変更に必要な値のみが理論に適合した方法で変更でき, デジタル電源の応用が広がります.

### デジタル電源ボードは どのようなになっているか

ここでは, デジタル電源ボードのマイコンや電源回路などのハードウェアを調べることにします.

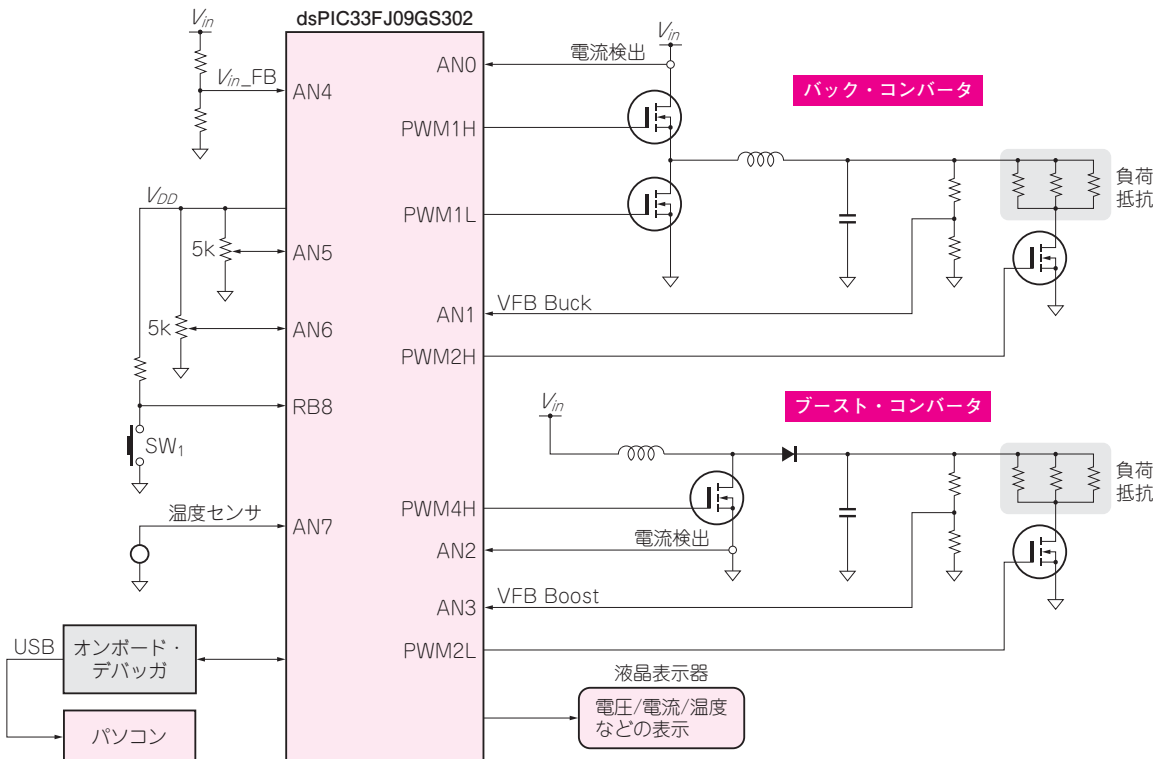
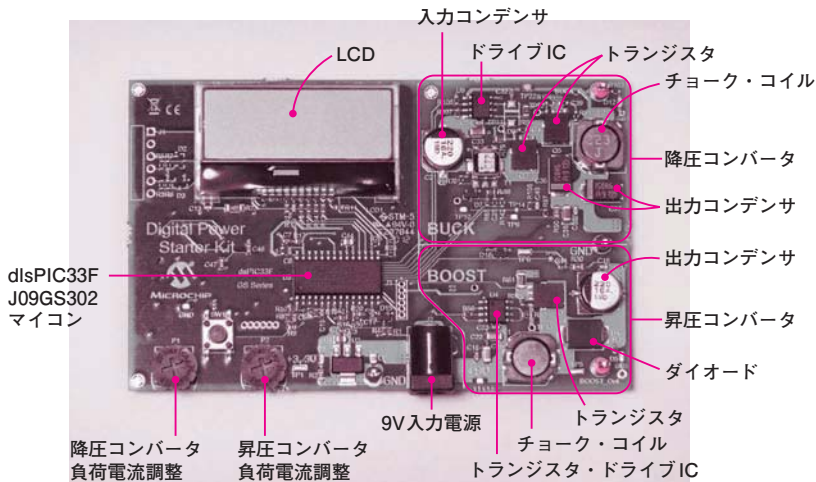
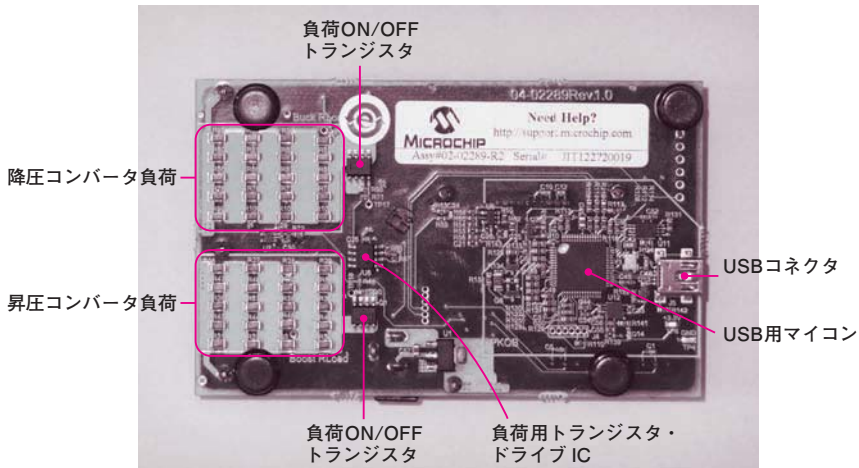


図1 デジタル電源スタータ・キットのブロック構成





(a) 表面



(b) 裏面

写真1 実験ボードの外観

### ● デジタル電源ボードの構成

このボードのブロック構成を図1に、外観を写真1に示します。写真1(a)の左側には、LCDとマイコンといくつかの部品が搭載されています。マイコンは、この電源ボードをデジタルで制御するために使用します。また、右側にはシルク印刷で“BUCK”と“BOOST”と表記されたエリアがあります。“BUCK”はBuck Converterで降圧コンバータのことです。“BOOST”はBoost Converterで昇圧コンバータのことです。この降圧コンバータと昇圧コンバータを左のマイコンを使用して動作させています。

写真1(b)を見ると、右のほうにマイコンが搭載されています。これは、USBを使用してパソコンと電源ボードを接続してプログラムのデバッグや書き込みを行うためのものです。左側には2組の抵抗が並んでいます。これは、降圧コンバータと昇圧コンバータの

負荷になります。“Buck RLoad”と表示されたほうが降圧コンバータの負荷で、“Boost RLoad”と表示されたほうが昇圧コンバータの負荷です。

### ● 搭載されているマイコンはどのようなものか

この電源ボードに搭載されているマイコンはどのようなものかを調べることにします。マイコンの形名を見ると dsPIC33FJ09GS302(マイクロチップ・テクノロジー)となっています。

このマイコンは、デジタル電源に使用できる dsPIC33FJxxGSグループに入っています。このグループは、18ピンの少ピン・タイプから100ピンまで、小規模から大規模まで各種ありますが、電源ボードに搭載されているマイコンは昨年発売された新しいチップです。このマイコンのおもな仕様は表1のとおりです。

## アダプティブ・デジタル電源コントローラ ZL6105

### アナログ制御を凌駕するデジタル制御電源

クリス・ヤング, 訳: 鍋木 司

Chris Young, Kaburaki Tsukasa

「デジタル制御電源」が、電源回路の設計と動作のありかたに革新を起こしています。本稿では、従来からのアナログ制御の代替技術としてのデジタル電源について解説します。デジタル電源は、性能面(効率、過渡応答、安定性など)だけでなく、製品開発時間とランニング・コストの面で、アナログ方式を凌駕する大きな利点を提供します。

#### 概要

市場をリードするデジタル電源コントローラの一つが、インターシルの第2世代アダプティブ・デジタル電源コントローラ ZL6105 です。ZL6105 は 6 mm 角の QFN パッケージに、電力変換制御、パワー・マネジメント、故障マネジメント、テレメトリ機能を集積した最先端の電源コントローラです(図1)。

さらに、動作のアダプティブ制御のために、高度なアルゴリズムを走らせるマイクロコントローラを集積しており、これによってアナログ方式を凌駕する性能の提供が可能になっています。この製品は、高い経済性をもつ先端的なデジタル電源です。

#### ● デジタル電源アーキテクチャとアナログ方式の比較

図2は、電力変換制御アーキテクチャのアナログ方

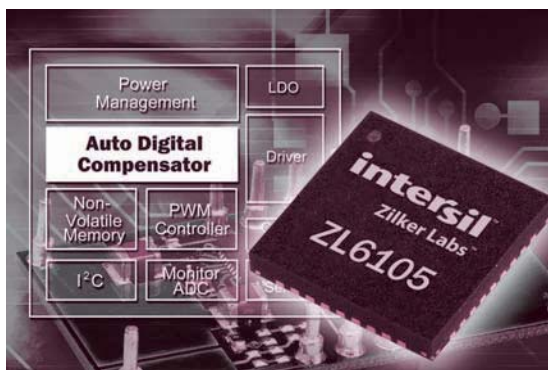


図1 ZL6105(インターシル)

式から最新のデジタル制御方式への移行の過程を示しています。

図2(a)のアナログPWMコントローラは、エラー信号と三角波を使ってPWM信号を生成します。抵抗とコンデンサで構成された制御ループ回路で、エラー信号を基準信号に一致するように制御します。

図2(b)に示す初期のデジタル制御電源では、PWM信号生成にデジタル・カウンタを使用し、デジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)でカウンタ値を決める方法を探っていました。これはデジタル・システムにおいて強力なアプローチだったのですが、ほとんどのアプリケーションでコストが高くなりすぎ、かつ静止電流が大きくなりすぎる点が問題となっていました。

他方、図2(c)に示す最新のデジタル電源制御の場合、PWM信号をデジタル・カウンタで生成する点は同じですが、カウンタ制御にはデジタル・ステート・マシンを使用しています。このステート・マシンは電源コントローラ専用設計されていることから(この点で汎用DSPとは一線を画している)、格段に高いコストパフォーマンスが得られるほか、静止電流も抑えることができます。

#### ● デジタル電源の利点

ここで、アーキテクチャの面から、アナログ方式と比較した場合のデジタル電源の利点をいくつか挙げてみます。

▶デジタル制御では位相補償のための外付け部品が不要です。その結果、部品点数を節減できるだけでなく、必要に応じた逐次補正や負荷変動に合わせたアダプティブ補正などの補正を容易に実現できます。

▶一般に、デジタル制御の場合は外付け分圧器を必要としません。内部リファレンス信号のスケーリングが可能で、外部分圧の必要がないからです。このため、部品点数を低減できるだけでなく、工場出荷時にコントローラのキャリブレーション精度を上げることができます。高精度な抵抗を組み込んだ分圧器を使用しなくても、高精度の制御を実現できることから、ユーザ

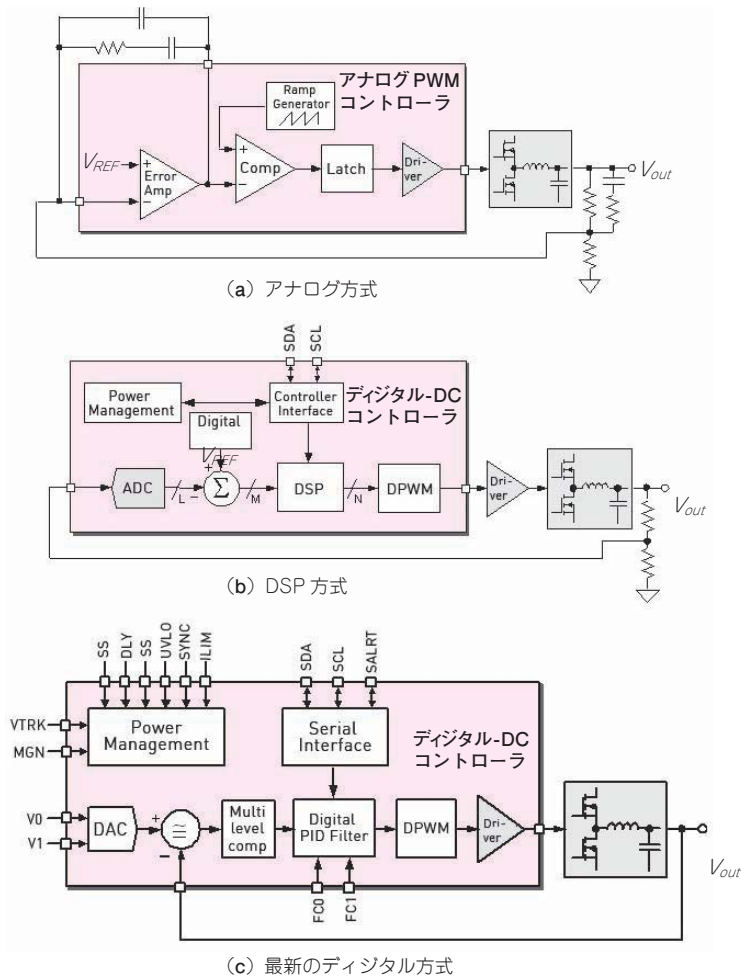


図2  
PWMアーキテクチャの比較

にとって大きなメリットが生まれます。

▶ デジタル・アーキテクチャを使用することで、デジタル通信機能をもたせるのも容易です。そのため、設定、制御、モニタのための外付け部品が不要になります。

### デジタル電源コントローラ ZL6105

図3は最新のデジタル電源コントローラの基本アーキテクチャを示します。このアーキテクチャでは、差動アンプで出力電圧を検出しています。アナログ信号を基準値と比較し、エラー信号を生成します。エラー信号をデジタル化し(ADC)、その結果をデジタル補正回路で処理します(後述)。デジタル補正器から出力されるデューティ・サイクル命令で、PWM信号のオン時間を設定します。それを受けてPWM信号がFETドライバを制御し、電源のスイッチングを行います。

入出力電圧と出力電流、温度はすべて内蔵ADC(アナログ-デジタル・コンバータ)で検出できます。その際、複数の検出ポイントの信号を多重化して処理します。

設定はピン・ストラッピング、レジスタ設定またはI<sup>2</sup>Cインターフェース経由の命令のいずれかで行います。電源特性はピン、またはI<sup>2</sup>Cインターフェース経由で制御可能です。設定、動作、環境条件のモニタリングはI<sup>2</sup>Cインターフェース経由で行います。

### ● 高集積化

図4(p.82)はアナログ電源とデジタル電源の代表的なアプリケーション回路例です。パワー出力部の部品(パワーFET、インダクタ、入出力コンデンサ)の点数は両回路とも同じですが、アナログ電源ではより多くの外付け部品が必要となります。デジタル電源は標準的なアナログ電源にない機能を数多く集積しているからです。図に示すように、デジタル電源では

見本

トランス技術 増刊  
SPECIAL

グリーン・エレクトロニクス

No.13

CQ出版社

〒170-8461 東京都豊島区巣鴨1-14-2  
TEL.03-5395-2141(営業部)

定価2,310円

本体2,200円

このPDFは、CQ出版社発売の「グリーン・エレクトロニクス No.13」の一部見本です。

内容・購入方法などにつきましては以下のホームページをご覧ください。

内容 <http://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MSP/MSPZ201306.htm>

購入方法 <http://www.cqpub.co.jp/order.htm>

雑誌 16712-06

Ⓒ 2013.9.29



4910167120632

02200