

新しい制御方式を用いた降圧型高力率コンバータ

平地 克也* 飯田 光浩**

Buck-Type Power Factor Correction Converter with a Novel Control Strategy

Katsuya Hirachi* Mitsuhiro Iida**

Abstract - There are 3 types of power factor correction converter; boost type, buck-boost type and buck type. Boost type is the standard type PFC converter which is used in wide areas. Buck-boost type is used for specific areas. Buck type was used almost in no area previously. But, in recent years, buck type is used for LED driver. Buck type has some advantages; available for low output voltage, light weight and small size compared to buck-boost type. So it must be used in wider areas. In this paper, we propose a buck type PFC converter with a novel control strategy which realize outstanding characteristics by simple circuit. Operating principle of the control circuit and evaluation results of a 100W prototype are described precisely.

キーワード：高力率コンバータ、降圧型、境界モード、不連続モード

Keywords : PFC Converter, Buck-Type, Boundary Conduction Mode, Discontinuous Conduction Mode

1. はじめに

高力率コンバータ（PFC コンバータ）には昇圧型、昇降圧型、降圧型の3種類の回路方式がある[1]。昇圧型はいろんな分野で広く使用されており高力率コンバータの標準的な回路方式となっている。昇降圧型は特定の分野で使用されている。降圧型は従来は特殊な事例（例えば文献[2,3]）を除いてはほとんど使用されて来なかったが、近年LED照明の普及と共にLEDドライバ（LEDへの電力供給回路）として使用されるようになった。降圧型は低電圧出力が可能であること、昇降圧型より小型で安価にできること、という特長がありLEDドライバ以外にも広い用途が期待できる。

本論文では新しい制御方式を用いた降圧型高力率コンバータを提案する。簡単な制御回路で優れた特性を実現することができる。新しい制御方式の動作原理と100Wの試作器の試験結果を報告する。

2. 高力率コンバータの回路方式と制御方式

昇圧型、昇降圧型、降圧型にはそれぞれ様々な回路構成があるが、図1に示すように「全波整流回路+チョッパ回路」が基本となる。また、高力率コンバータはリアクトル

電流の制御によりその特性が決まるが、図2に示すようにリアクトル電流の制御方式には連続モード制御、不連続モード制御、境界モード制御の3種類がある[4,5]。連続モード制御ではリアクトル電流をフィードバック制御で正弦波状に変化させる[6]。不連続モード制御と境界モード制御ではフィードバック制御は不要であり、スイッチ素子のON時間は商用電源の半サイクルの間同じ値に固定される[4,5,7]。

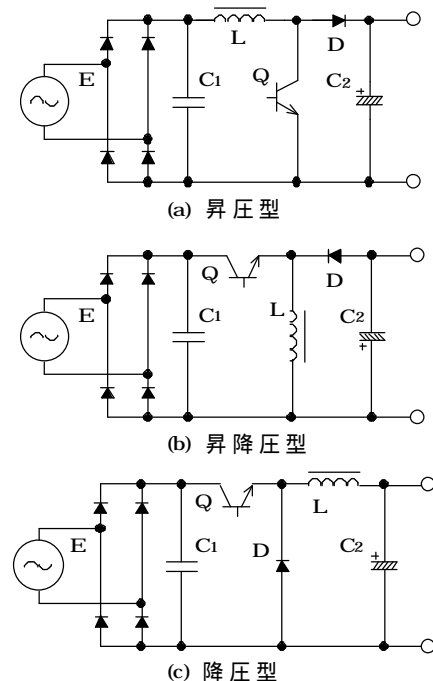


図1 高力率コンバータの基本回路

* 舞鶴工業高等専門学校
〒625-8511 京都府舞鶴市字白屋 234 番地
Maizuru National College of Technology
234 Aza Shiroya, Maizuru, Kyoto, Japan 625-8511

** 株式会社システムデザイン
〒910-0004 福井市宝永3丁目4番6号（EMビル1F）
System Design Corp
Houeji 3-4-6, Fukui-city, Fukui, Japan 910-0004

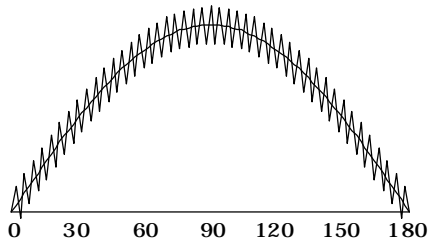
表 1 回路方式と制御方式の対応

| | 昇圧型 | 昇降圧型 | 降圧型 |
|----------|-----|------|-----|
| 連続モード制御 | | × | × |
| 不連続モード制御 | | | |
| 境界モード制御 | | | |

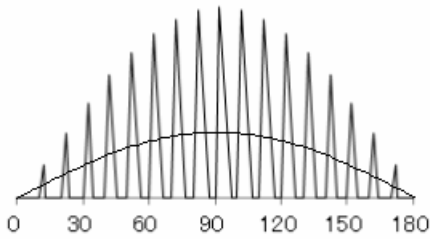
：入力電流を完全な正弦波に制御可能

：IEC61000-3-2 をクリアする程度に制御可能

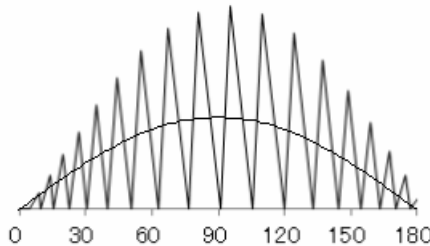
×：通常は使用しない



(a) 連続モード制御



(b) 不連続モード制御



(c) 境界モード制御

(正弦波は入力電流、三角波はリアクトル電流)

図 2 リアクトル電流制御方式(半サイクルの波形)

表 1 に 3 種類の回路方式と 3 種類の制御方式の関係を示す。昇圧型の連続モード制御は入力電流を完全な正弦波に制御可能であり、専用の制御 IC が多くのメーカから販売されており最も広く使用されている[6]。しかしながら昇圧型は「直流出力電圧 > 交流入力電圧ピーク値」の関係にあるので低電圧を出力することはできない。昇降圧型はフライバックトランスを用いた回路が数 10W クラスの小容量の高力率コンバータに広く使用されている。図 1 (b) の非絶縁型は従来はあまり用いられなかったが近年 LED ドライバとして使用されるようになった[8]。図 1 (c) の降圧型は高調波電流を完全に抑制することができないのであまり使用されなかったが、近年昇降圧型と同様に LED ドライバとして使用されるようになった。降圧型は昇降圧型よりリアクトル L を小型化することができる。次の 3 つの条件が成立する時は降圧型が最も有利な選択となる。

…… 低出力電圧 大容量ではない 高調波は IEC 61000-3-2 さえクリアすれば OK

3. 降圧型高力率コンバータの動作

3.1 降圧型高力率コンバータの動作原理 図 3 に降圧型高力率コンバータの回路構成と各部の電圧・電流の記号を示す。C₁ は高周波電流をバイパスするための小容量のコンデンサであり、商用周波数成分を平滑する機能はない。

スイッチ素子 Q が ON するとリアクトル電流 i_L が増加する。しかし、入力電圧が低い時、即ち |v_{in}| < V_{out} の時は Q が ON しても i_L は流れない。したがって、図 4 の電圧電流波形の模式図のように |v_{in}| < V_{out} の領域では i_L は 0A となる。C₁ で高周波成分はバイパスされて i₁ は図 4 のように正弦波に近い波形が断続する形になる。したがって入力電流 i_{in} は完全な正弦波にはならないが、適切に設計すれば IEC61000-3-2 を満足する程度には高調波電流を抑制することができる。高調波の大小に最も影響するのが V_{out} の値である。V_{out} が小さいほど入力電流の休止期間が短くなり正弦波に近づく。

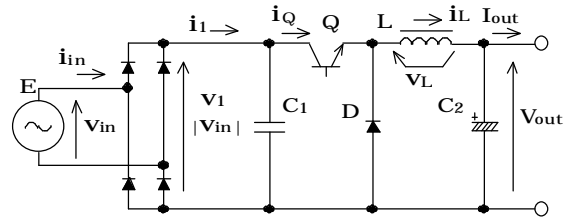


図 3 降圧型高力率コンバータの回路と記号

3.2 リアクトル電流と入力電流の理論波形 図 5 にスイッチ素子 Q の ON/OFF に伴うリアクトル電流 i_L とスイッチ素子の電流 i_Q の波形を示す。(a) は境界モード、(b) は不連続モードである。

リアクトル電流 i_L のピーク値を i_p とすると、|v_{in}| > V_{out} の時は

$$i_p = \frac{1}{L} v_L T_{ON} = \frac{1}{L} (|v_{in}| - V_{out}) T_{ON} \quad (1)$$

なお、|v_{in}| < V_{out} の時は i_p = 0 である。

スイッチ素子 Q の電流 i_Q は C₁ で高周波成分が除去されて入力電流 i₁ となる。したがって図 5 の i_Q 波形 1 サイクルの平均値がその時の入力電流 i₁ および i_{in} の瞬時値となる。

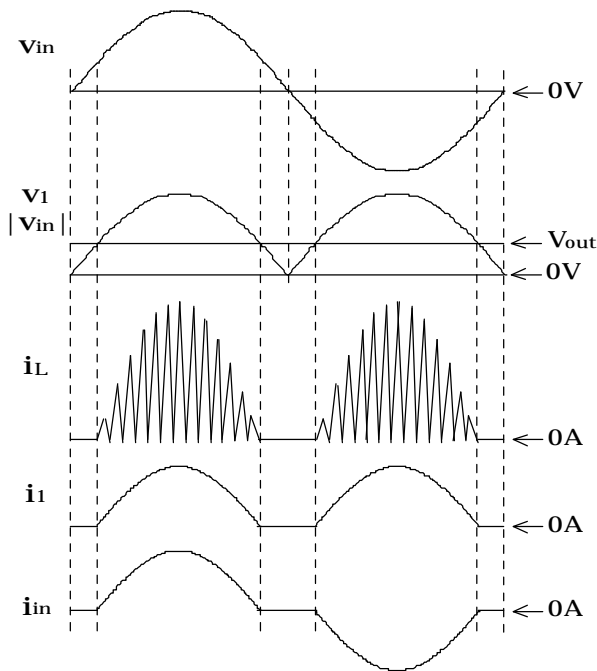


図4 降圧型高力率コンバータの主要波形模式図

したがって、不連続モードの時、スイッチ素子 Q の ON 時間を T_{ON} 、動作周期を T とすると、

$$i_{in} = \frac{1}{2} i_p \frac{T_{ON}}{T} \quad (2)$$

境界モードの時、スイッチ素子 Q の OFF 時間を t_{OFF} とすると、

$$i_{in} = \frac{1}{2} i_p \frac{T_{ON}}{T_{ON} + t_{OFF}} \quad (3)$$

$$t_{OFF} = \frac{i_p}{V_{out}} L = \left(\frac{|V_{in}|}{V_{out}} - 1 \right) T_{ON} \quad (4)$$

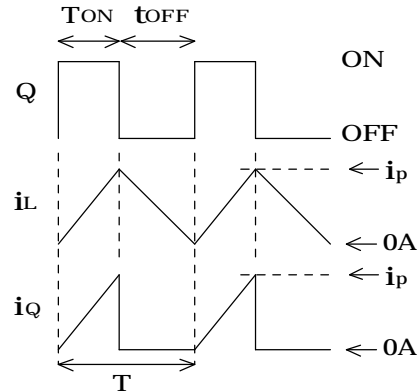
なお、不連続モードでは Q の OFF 期間 T_{OFF} は一定であるが、境界モードでは Q の OFF 期間 t_{OFF} は位相によって変化する。これらの式から入力電流 i_{in} とリアクトル電流 i_L は表計算ソフトを使って図6、図7のように描画される。なお、図6、図7ではリアクトル電流波形が判読できるように動作周波数はわざと低くしている。図6、図7から次のことが分かる。

表2のように不連続モードより境界モードの方が FET 電流とリアクトル電流のピーク値を抑制できる。よって、境界モードの方が効率の向上やリアクトルの小型化が期待できる。

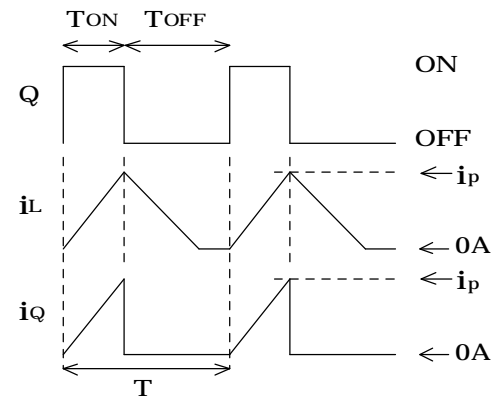
境界モードでは負荷の減少に伴い動作周波数が増加する(図6の(b)と(c)を比較)。理論的には無負荷時は周波数が無限大となる。よって、軽負荷時は制御が困難となる。

表2 リアクトル電流・FET 電流ピーク値

| 出力電流 | 境界モード | 不連続モード |
|------|-------------|-------------|
| 1.8A | 図6(b): 7.7A | 図7(b): 9.2A |
| 0.9A | 図6(c): 4.6A | 図7(c): 6.5A |



(a) 境界モード



(b) 不連続モード

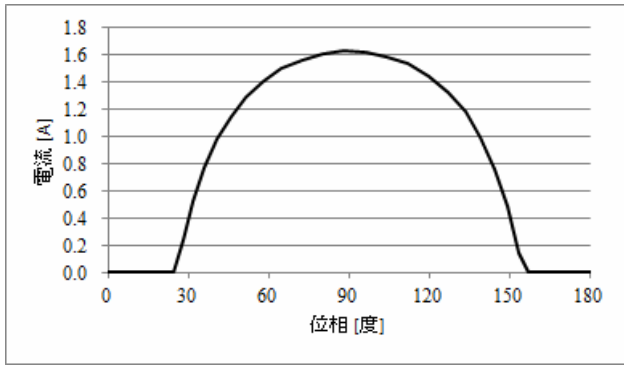
図5 電流波形

4. 降圧型高力率コンバータの制御方式

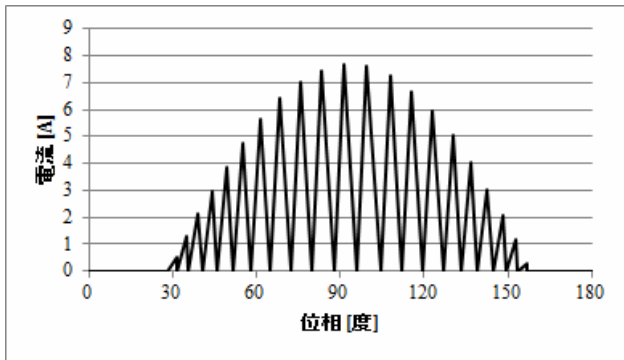
図8に試作器の回路構成と提案する制御方式を示す。図3の回路構成から Q と L を移動して Q をローサイド駆動としている。Q と並列の抵抗 $R_1 R_2$ で Q の V_{ds} を検出している。

4.1 境界モードでの制御 図9に境界モード時のタイムチャートを示す。負荷が重い時はこのモードで動作する。D が導通し、リアクトル電流 i_L が流れている時は Q には C_1 電圧が印加されている。 i_L が流れ終わると D が非導通となり Q の電圧 V_{ds} は低下する。 V_{ds} の検出値が V_{th} を下回るとコンパレータの出力が H となる。この時点ではタイマ B 出力は H となっており、AND 回路出力は H となりタイマ A に入力される。タイマ A は微少時間の遅延の後 H となり Q をオンさせるので境界モードの動作となる。

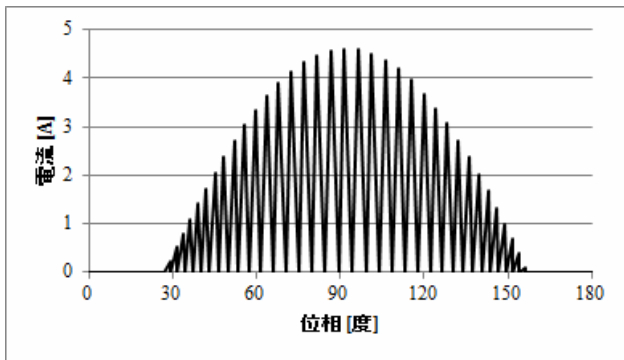
Q はタイマ A が定める所定の時間 T_A の間オンを継続する。タイマ B はタイマ A から H 信号を入力されると所定の



(a) 入力電流 I_{in} ($I_{out} = 1.8A$ の時)

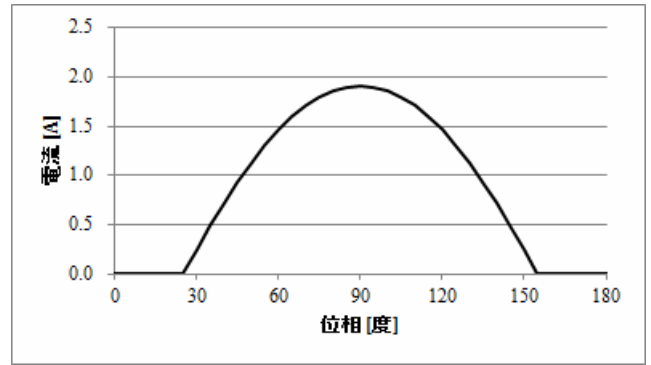


(b) リアクトル電流 i_L ($I_{out} = 1.8A$ 、 $T_{on} = 160 \mu sec$)

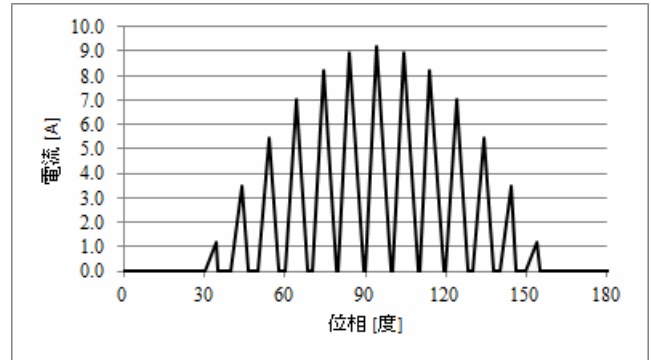


(c) リアクトル電流 i_L ($I_{out} = 0.9A$ 、 $T_{on} = 96 \mu sec$)
(入力 100V60Hz、出力 60V、 $L = 1.7mH$ 、にて)

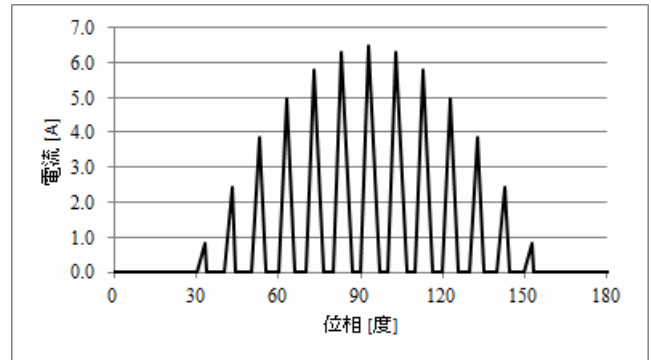
図 6 境界モード制御での電流波形



(a) 入力電流 I_{in} ($I_{out} = 1.8A$ の時)



(b) リアクトル電流 i_L ($I_{out} = 1.8A$ 、 $T_{on} = 192 \mu sec$)



(c) リアクトル電流 i_L ($I_{out} = 0.9A$ 、 $T_{on} = 135 \mu sec$)
(入力 100V60Hz、出力 60V、 $L = 1.7mH$ 、にて)

図 7 不連続モード制御での電流波形

時間 T_B の間 L を出力する。 T_B は T_A の 1.5 倍に設定されている。タイマ A と B はマイコンに内蔵されており、 $T_A T_B$ はソフト的に制御される。 T_A は FET のオン時間であり、出力電圧 V_{out} が定電圧を保つように制御される。通常は $T_A T_B$ の変更は商用電源の半サイクルに 1 度だけ行う。

4.2 不連続モードでの制御 図 1 0 に不連続モード時のタイムチャートを示す。軽負荷時はこのモードで動作する。 T_A 即ち FET のオン時間は最小値に固定されている。 T_B は境界モードでは T_A の 1.5 倍とされていたが、このモードでは T_A とは無関係となる。タイマ A 出力が H となるとタイマ B 出力は L となり T_B の間 L を継続する。 T_B 時間経

過後タイマ B 出力が H となると、このタイミングではコンパレータ出力は H となっているので AND 回路出力は H となりタイマ A を介して FET をオンさせる。よって、不連続モードでは T_B で FET のオフ時間が制御される。

4.3 遷移モードでの制御 以上のように、負荷が重い時は境界モードで動作し、FET のオン時間はタイマ A が定める時間 T_A となる。逆に負荷が軽い時は不連続モードで動作し、FET のオフ時間がタイマ B の定める時間 T_B となる。負荷変動時、両者がスムーズに移行できるように両者の境目に遷移モードを設けている。

遷移モードのタイムチャートを図 1 1 に示す。境界モー

ドでは負荷が減少すると T_{ATB} 共に減少するが、 T_B には下限値が設けられており遷移モードの間 T_B は下限値に固定される。

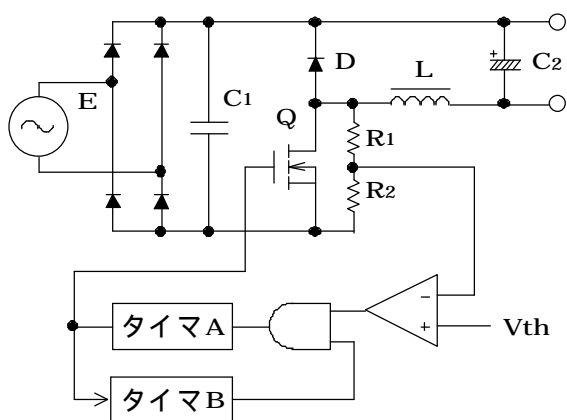


図8 試作器の主回路構成と提案する制御方式

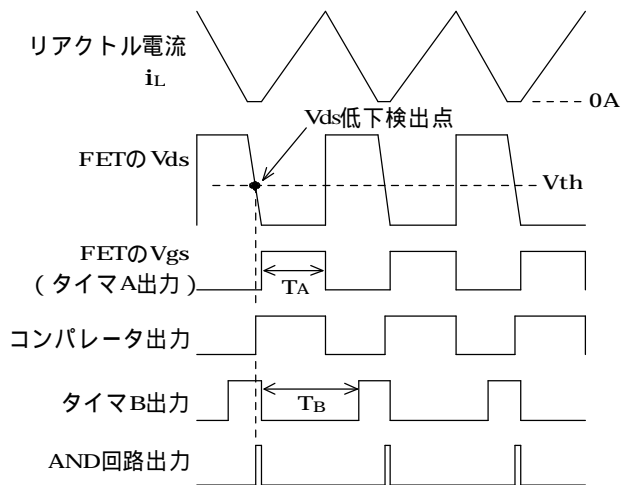


図9 境界モード時のタイムチャート

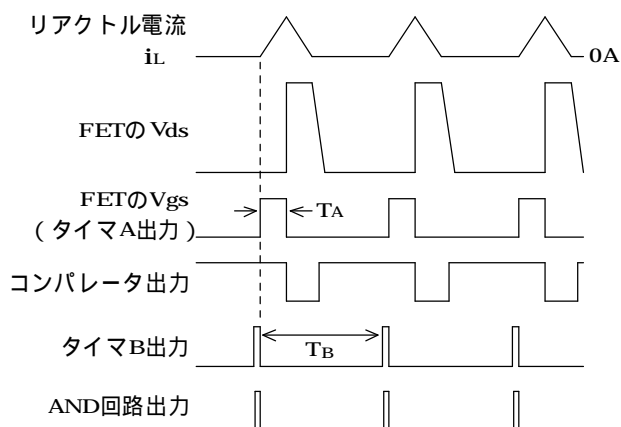


図10 不連続モード時のタイムチャート

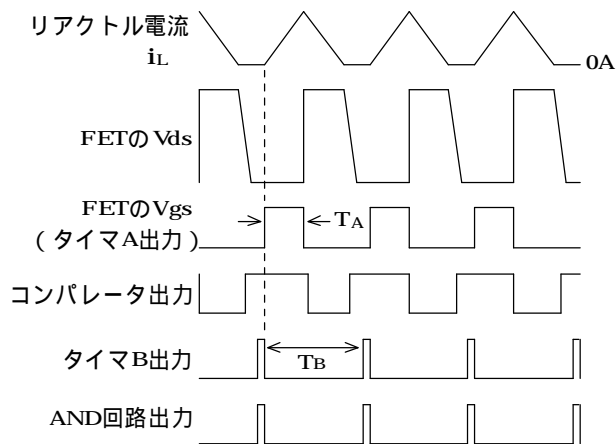


図11 遷移モード時のタイムチャート

4.4 T_{ATB} および動作周波数の変化 以上のような、負荷の大小に応じた動作モードの変化と T_{ATB} および動作周波数の変化を図12と表3にまとめている。概要を以下に示す。

- $I_3 < I_{out}$ の時 (境界モード)
FET のターン ON は V_{ds} の低下検出で決まる。
定電圧制御の結果 T_A が決まる。
 T_B は T_A の 1.5 倍である。
- $I_2 < I_{out} < I_3$ の時 (遷移モード)
 T_B は下限値に達しているおり T_A の 1.5 倍より大きい。
しかしまだ V_{ds} の低下検出点は T_B 終了後であり、FET のターン ON は V_{ds} の低下検出点で決まる。
 T_A は定電圧制御の結果決まる。
- $I_1 < I_{out} < I_2$ の時 (遷移モード)
 T_B は下限値に達しているおり T_A の 1.5 倍より大きい。
 T_B 期間中に V_{ds} の低下検出点を迎えるので FET のターン ON は V_{ds} の低下検出点ではなく T_B で決まる。
 T_A は定電圧制御の結果決まる。
- $0A < I_{out} < I_1$ の時 (不連続モード)
 T_B は定電圧制御の結果決まる。
 T_B 期間中に V_{ds} の低下検出点を迎えるので FET のターン ON は V_{ds} の低下検出点ではなく T_B で決まる。
 T_A は下限値に達しており、FET の ON 時間は出力電流が減少しても変化しない。

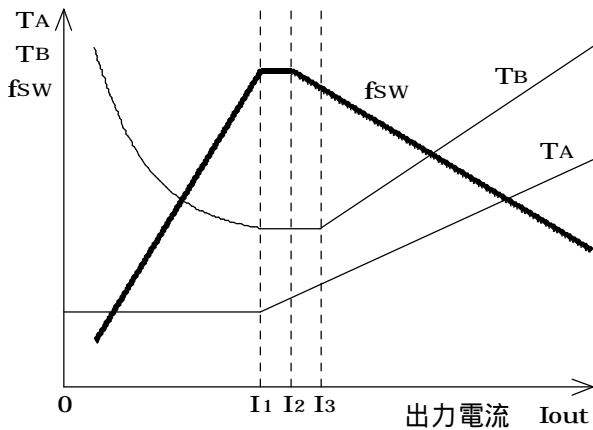


図 1 2 出力電流と動作周波数 fsw の関係

表 3 動作モード一覧表

| Iout | モード | TA | TB | fsw |
|---------|-----|-----|----------|-----|
| I3 ~ | 境界 | 定電圧 | TA × 1.5 | 増加 |
| I2 ~ I3 | 遷移 | 定電圧 | 下限値 | 増加 |
| I1 ~ I2 | 遷移 | 定電圧 | 下限値 | 増加 |
| ~ I1 | 不連続 | 下限値 | 定電圧 | 減少 |

注)「定電圧」とは出力電圧の定電圧制御の結果 TA、TB が決まることを示す。

fsw は出力電流 Iout が減少した時の動作周波数の変化を示す。

5. 試作器による試験結果

5-1 試作器の概要 図 1 3 に試作器のシステム構成を示す。高力率コンバータ + DC/DC コンバータのいわゆる 2 コンバータ方式である。高力率コンバータは図 8 の回路構成、DC/DC コンバータはアクティブクランプ方式 1 石フォワード型を使用している。表 4 に試作器の主な仕様と特性を示す。ワールドワイド電源対応の 100W のシステムである。この仕様では 2 章で説明した の条件が成立するので高力率コンバータは降圧型が最も有利となる。DC/DC コンバータは入力電圧が低いので低耐圧の FET を使用することができ、合理的な設計が可能となる。図 1 4 に試作器の外観を示す。

5-2 測定結果 図 1 5 ~ 図 1 7 に試作器の回路各部の波形を示す。入力 AC100V、出力は定格値で測定している。この条件では高力率コンバータは境界モードで動作している。図 1 5 は入力電圧電流波形である。入力電流は図 4 のモード図で示したように位相が 0 度と 180 度付近では 0A となる。図 1 6 にリアクトルの電圧・電流波形を示す。リアクトル電流波形は図 4 および図 6 (b) の形状であるが、動作周波数が高いので 1 つ 1 つの三角波は判別できない。図 1 7 に FET の Vds 波形を示す。4.1 節で示したように Vds の低下を検出後微少時間の遅延を経てターンオンさせてい

るのでいわゆるボトムスイッチングに近い状態でターンオンしている。

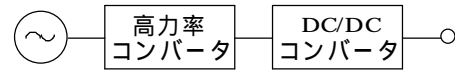


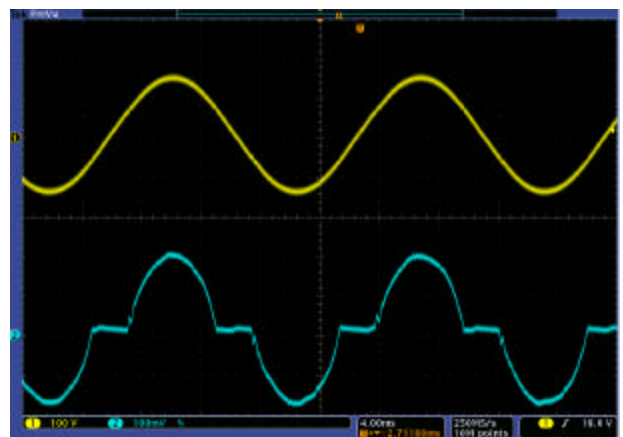
図 1 3 試作器のシステム構成

表 4 試作器の主な仕様と特性

| | |
|---------------|-----------------|
| 入力電圧 | AC90V ~ 264V |
| PFC 定格出力 | DC60V1.8A |
| DD コン定格出力 | DC19V5.1A |
| PFC の動作周波数 | 150kHz ~ 500kHz |
| PFC のリアクトル | 27 μH |
| 効率 (AC100V 時) | 定格出力時 91.1% |
| 効率 (AC240V 時) | 定格出力時 90.1% |
| 力率 (AC100V 時) | 定格出力時 96% |
| 力率 (AC240V 時) | 定格出力時 97% |

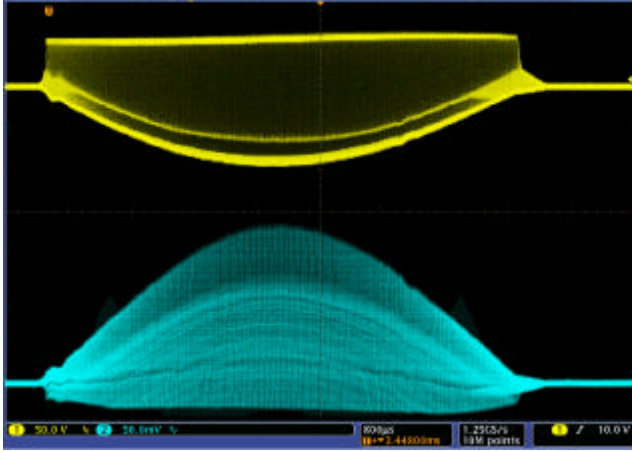


図 1 4 試作器の外観



上:入力電圧 100V/div、下:入力電流 1A/div、時間:4msec/div

図 1 5 入力電圧電流波形



上：リアクトル電圧 50V/div、下：リアクトル電流 5A/div
時間：0.8msec/div

図 1 6 高力率コンバータのリアクトル電圧電流波形

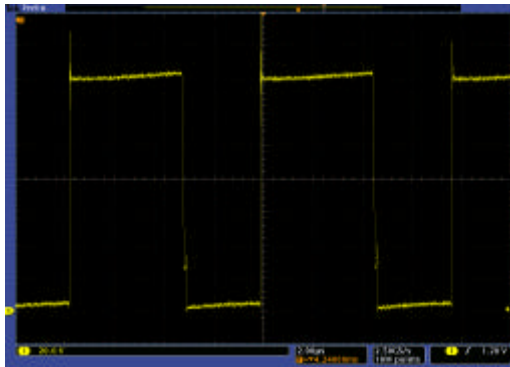


図 1 7 PFC の FET の Vds (20V/div、2µsec/div)

図 1 8 に高力率コンバータ + DC/DC コンバータシステム全体の効率特性を示す。DC/DC コンバータは入力電圧が低いので合理的な設計となっており全体の効率は高い。AC100V 定格出力時、PFC 部分の効率は 95.0%、DC/DC コンバータ部分の効率は 96.0%である。

図 1 9 に入力電流の高調波解析を示す。入力 AC100V、出力は定格値のものである。高調波規格を満足していることが分かる。

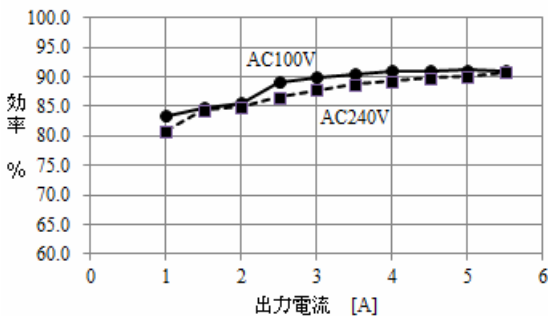
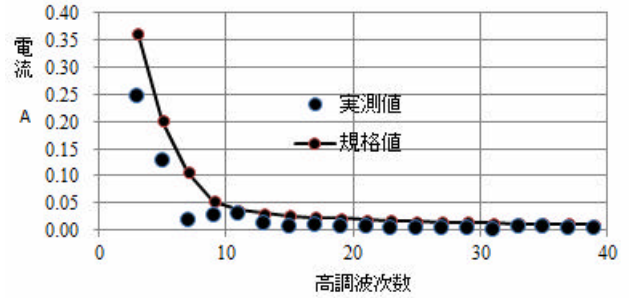


図 1 8 PFC + DD コン総合効率



(規格値は IEC61000-3-2 class D)

図 1 9 入力電流の高調波解析

6. むすび

降圧型高力率コンバータは近年 LED ドライバとして使用されるようになったが、低電圧が出力可能、昇降圧型より小型で安価にできるという特長があり、他の用途にも広く使用できると思われる。本論文では新しく開発した小型で高効率の 2 コンバータ方式のスイッチング電源を紹介した。PFC コンバータは降圧型を用い、負荷の重い時は境界モード、軽い時は不連続モードで動作させている。2 つのモードの境目に遷移モードを設けて両者の移行が切れ目なく連続して行われるように制御している。AC90V ~ 264V のワルドワイド仕様で PFC の効率 95.0%、DC/DC コンバータの効率 96.0%、総合効率 91.2%を得ることができた。

(2016 年 10 月 8 日発表)

文 献

- [1] 平地克也、「スイッチング電源と UPS の高調波歪対策と力率改善」平成 7 年度電気関係学会関西支部専門講習会、pp.33-40、1995
- [2] K.Hirachi, S.Komiyama, Y.Tomokuni and I.Morimoto, "A Novel Active Power Filtering Converter with DC Ripple Compensation and its Specific Control Implementations", Proceedings of IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'98), pp.582-587, 1998
- [3] 平地克也、小見山慎二、森本出身、「降圧型高力率コンバータの新しい回路方式」, 2001 年電子情報通信学会総合大会シンポジウム、通信 2、SB-8-3、2001
- [4] 平地克也、「高力率コンバータにおける電流の連続および不連続制御」, スwitching電源システムシンポジウム、A1-2、1994
- [5] 平地克也、「昇圧チョッパ型高力率コンバータのリアクトル電流不連続モード制御」, 平地研究室技術メモ No.20120531
- [6] 平地克也、「高力率コンバータの制御回路」, 平地研究室技術メモ No.20091130
- [7] 平地克也、「昇降圧チョッパ型高力率コンバータ」, 平地研究室技術メモ No.20120626
- [8] 平地克也、「LED 照明用高力率コンバータ」, 平地研究室技術メモ No.20150324

<平地研究室技術メモのアドレス : <http://hirachi.cocolog-nifty.com/kh/>>