

ダイレクトAC-DCスイッチングコンバータの研究

小堀 康功*1, 小林 春夫*2

Direct AC-DC Switched-Mode Converters

Yasunori KOBORI, Haruo KOBAYASHI

This paper proposes a new AC-DC converter with Power Factor Correction (PFC) circuit. It requires few components (five switches, one inductor and one capacitor) to convert AC to DC directly. In this low-output-voltage H-bridge AC-DC converter, inductor current always flows in the same direction. We investigated two types of PFC circuits; boundary conduction mode (BCM) and continuous conduction mode (CCM). The new PFC circuit for BCM does not use an analog multiplier. We describe circuit topologies, operation principles and simulation results.

KEYWORDS : AC-DC converter, Buck-boost converter, PFC, Switched-mode power supply

1. まえがき

現代社会の多くの電子機器が、商用電源からの AC-DC 変換器を必要としている。商用電源から低電圧直流電源を得るための課題は、正負両極性に变化する入力電源より、整流と同時に安定な直流電圧に変換することにある。従来では、交流電圧はまずダイオード・ブリッジ整流回路を介して平滑し、その後に DC-DC コンバータ¹⁾ で安定な直流に変換する。一方、力率改善 (PFC) 回路を要する場合には、一般にブリッジ整流後すぐにブースト・コンバータ (昇圧形 DC-DC 変換器) で数百Vの直流電圧に昇圧したのち、トランスを用いたフライバック形コンバータで低電圧直流に変換する。この様な AC-DC 変換器では回路規模が大きく、また PFC 回路付き電源では高電圧素子も必要となり好ましくない。

本報告では、ダイオード・ブリッジ整流器を不

要とし、H-ブリッジ構成の DC-DC 昇降圧形コンバータの動作を、入力極性に応じて複数のスイッチを適切に切り替えることにより、ダイレクト AC-DC コンバータ²⁾ を実現する。つまり非反転形昇降圧コンバータに複数の制御スイッチを設けて、入力電源の全ての電圧に対しても一定電圧出力を可能とした構成である。スイッチを制御する PWM パルスのデューティ (時比率) を出力電圧より直接 負帰還制御することにより、安定な低電圧を得ることができる。一方、一般的な PFC 回路方式では、掛算器を必要とするが、本報告のは臨界モード PFC 電源では、掛算器の不要な新構成を提案する。一方、連続モード PFC 電源では、新構成の掛算器を用いた新 PFC 電源構成を提案する。以上の全ての構成に対して、その動作原理とシミュレーション結果を報告する。

2. 昇降圧形ダイレクト・コンバータ

*1 電子制御工学科(Dept. of Electronic and Control Engineering), E-mail: kobori@oyama-ct.ac.jp

*2 群馬大学大学院工学研究科(Gunma University, Department of Electronic Engineering Graduate School of Engineering)

2. 1 非反転昇降圧形コンバータ

今回提案する非反転形ダイレクト AC-DC コンバータの基本構成および動作を図1、図2に示す。インダクタの両端にそれぞれ2個のスイッチを配した、いわゆる H-ブリッジ構成である。このときの PWM 信号による各スイッチの ON-OFF 動作を、PWM の一周期間のみ図3に示す。図1は入力電源の極性が「正」の半周期の電流動作であり、PWM 信号の「H」期間を赤の実線で、「L」期間を青の破線で示す。なお、入力交流信号は商用電源であり 50Hz であり、一方 PWM 周波数は 100k~500kHz と十分に高い。

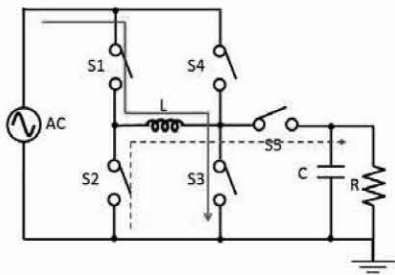


図1 H-ブリッジ AC-DC コンバータ (入力極性が 正 の場合)

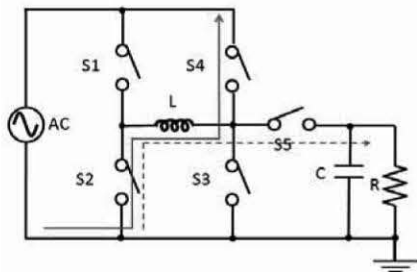


図2 H-ブリッジ AC-DC コンバータ (入力極性が 負 の場合)

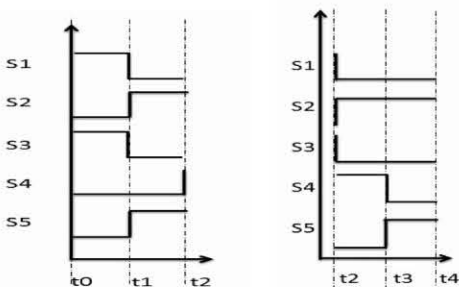


図3 スイッチ制御のタイミングチャート

まず、PWM 信号が「H」の期間では、SW1、SW3 が ON して、インダクタにエネルギーを蓄積する。この期間、負荷にはコンデンサ C よりエネルギーが供給される。次に「L」の期間では、SW2、SW5 が ON して、インダクタのエネルギーを SW5 を介して負荷側に供給する。入力電圧の変化によりインダクタ電流は変化するので、PWM の ON 比率 (時比率、デューティ-D) は適時 制御する必要がある。

次に入力極性が「負」の半期間では、図2に示すように PWM 信号が「H」の期間では、SW2、SW4 が ON して、インダクタに同一方向にエネルギーを蓄積する。その後「L」期間では、上記と同様に負荷側にエネルギーを供給する。

2. 2 シミュレーション結果

シミュレーション回路を図4に、主な素子定数を表1に示す。入力信号は日本の商用電源に合わせて 100Vrms、50Hz に、制御する PWM 周波数を 100kHz とした。また出力を $V_o=50V$ 、 $I_o=1.0A$ に設定した。

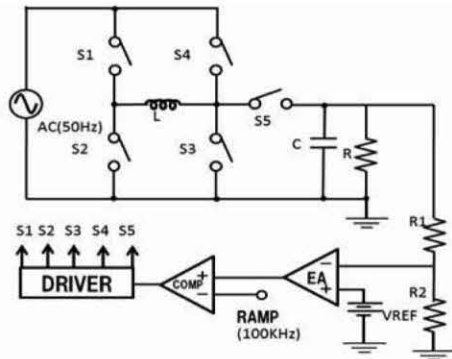


図4 シミュレーション回路

C	220 uF
R1	9 kΩ
R2	1 kΩ
L	220 uH
VREF	5.0 V

表1 素子パラメータ

このときのシミュレーション結果を、図5~図8に示す。図5は入力電源波形と出力電圧波形、

図6は出力電圧の定常リプル波形である。リプル周波数はPWMと同じ100kHzで、大きさは10mVpp以下と十分小さい。図7は負荷応答特性であり、出力電流を $I_o=1.0/0.5A$ と切換えた状態での出力電圧応答を示す。負荷電流の $\Delta I_o=0.5A$ の変化により、出力電圧は $\pm 15mV$ のオーバーシュートが発生しているが、出力電圧比で0.03%と十分小さい。図8はインダクタ電流であり、負荷電流の切り換え時(1.0 \Rightarrow 0.5A)の様子を示している。 $I_o=1.0A$ ではインダクタ電流が常に流れる連続モードCCMであり、 $I_o=0.5A$ ではインダクタ電流が一旦0Aとなる不連続モードDCMであることがわかる。

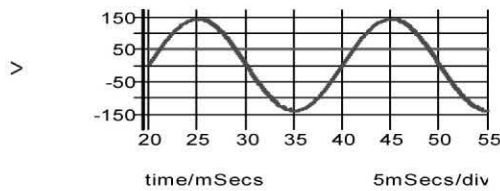


図5 入出力信号波形

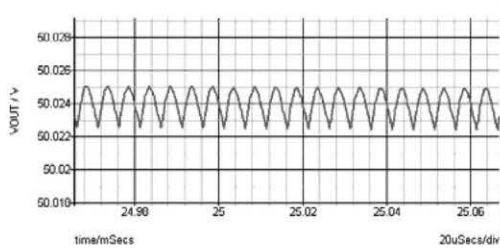


図6 出力電圧リプル

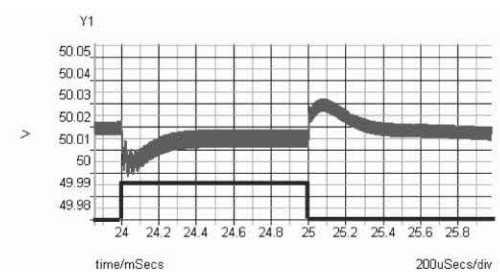


図7 負荷応答特性 ($I_o=1.0/0.5A$)

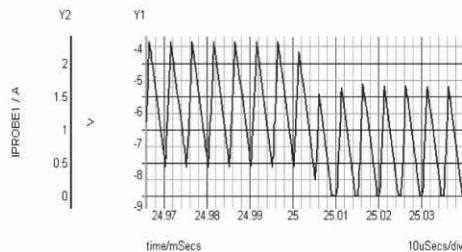
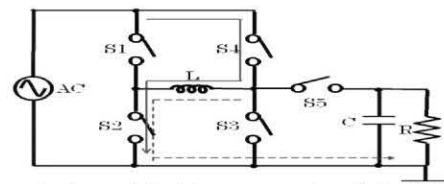


図8 インダクタ電流波形

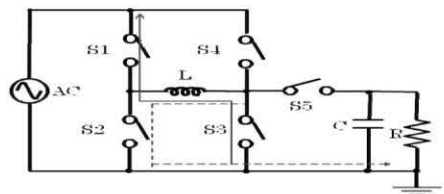
なお、図9(a)(b)のように入力極性に応じてスイッチ制御を適宜切換えることにより、負電圧を容易に切換え出力することができる。図9(a)は入力電圧 $V_i > 0$ のときであり、PWM信号の「H」時にSW2, SW4をONにして、図中の実線のようにインダクタ電流を図の左向きに流す。次にPWM信号が「L」時には、SW2, SW5をONにして破線のように出力コンデンサを負側に充電する。

次に入力極性が反転し、 $V_i < 0$ の場合を図9(b)に示す。同様にPWM信号の「H」時は、SW1, SW3をONにして、インダクタ電流を左向きに流す。次にPWM信号が「L」時には、SW2, SW5をONにして、出力コンデンサを負側に充電する。

以上のシミュレーションによる入力信号と出力電圧の波形を図10に、その出力電圧リプルを図12に示す。リプルは5mVpp以下と十分小さい。



(a) 入力極性 $V_i > 0$ 時の動作



(b) 入力極性 $V_i < 0$ 時の動作

図9 負電源動作時のスイッチ制御

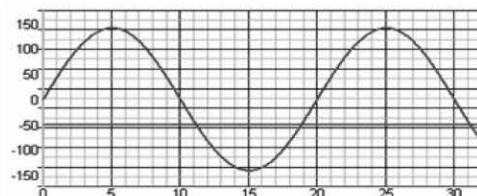


図10 負電源時の入出力波形

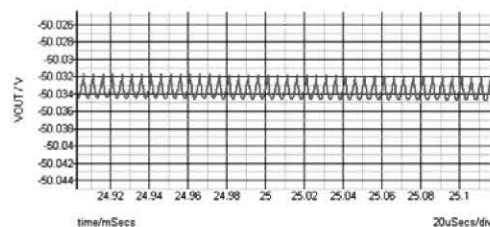


図12 負電源時の出力電圧リプル

3. 力率改善電源（PFC電源）

3.1 PFC方式と従来PFC電源

通常の AC-DC 変換電源では、コンデンサ・インプット型と呼ばれる整流方式が多く、この方式では電源電流がパルス状となり、力率が 0.5 程度と極めて悪い。大電力機器においては、この力率が規制されており 0.95 以上を要求される。今回開発した図 4 の回路においても、入力電源電流は正弦波とは大きく異なり、力率改善の必要がある。

ここで PFC 方式には主に 2 方式があり、一つは回路構成が簡単だが小電力でノイズの多い臨界モード BCM 方式と、他に回路規模がやや多く大電力向けでノイズの少ない連続モード CCM 方式がある。また従来回路では、ダイオード・ブリッジで整流した直後に、昇圧形コンバータにより 300V 程度に昇圧した後、トランスを使用した DC-DC コンバータで必要な低電圧に変換している。

従来方式の BCM-PFC 電源回路を図 13 に、その入力電流波形を図 14 に示す。この方式の特徴は、PWM 信号の「H」時間、つまりスイッチの ON 時間を一定にするとともに、インダクタ電流のゼロ・タイミング検出により臨界状態を構成してい

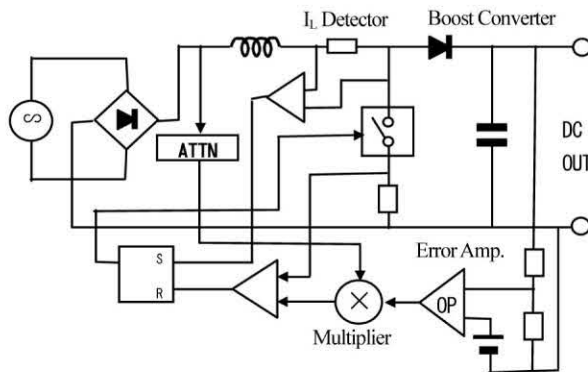


図 13 BCM-PFC 電源の構成図

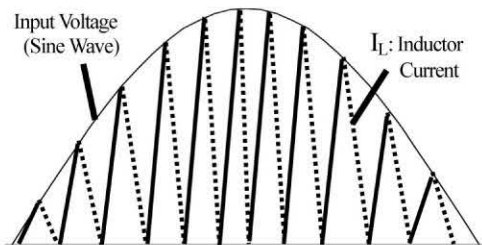


図 14 BCM-PFC 電源の入力電流波形

る。詳細動作は割愛するが、これによりインダクタ電流ピークを入力電圧波形に合わせている。この方式では、インダクタ電流の変化幅が大きくノイズ発生源となることが欠点である。また、回路構成は、素子数の多い掛算器が必要である。

一方、従来方式の CCM-PFC 電源回路を図 15 に、その入力電流波形を図 16 に示す。この方式の特徴は、入力電流波形が入力電圧波形と相似になるようにフィードバック制御を施す点にある。このため、掛算器 1 個と OP アンプ 2 個を必要とする。

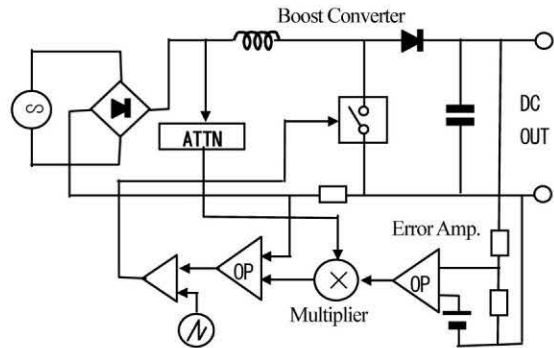


図 15 CCM-PFC 電源の構成図

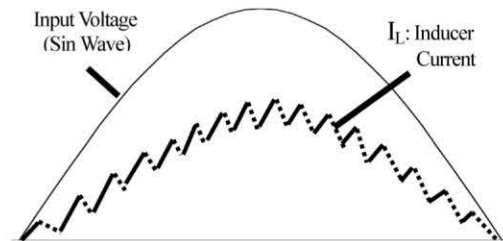


図 16 CCM-PFC 電源の入力電流波形

3.2 新PFC回路付き AC-DC コンバータ

開発した図 4 の AC-DC ダイレクト・コンバータに PFC 回路を施す場合、入力電力が正弦波状で、出力電力が一定という矛盾が生じる。この課題を解決するには、コンバータ部分に電力を蓄える大きなコンデンサが必要である。ここでは出力容量を $4,700 \mu F$ として対応した。さらに掛算器として電流源とコンデンサによる時定数方式を開発し、新方式 PFC 回路を実現した。

(1) BCM-PFC 回路

原理的に PWM 信号の ON 時間を一定にして、インダクタ電流のゼロ点を検出できれば、臨界状

態の擬似 PFC が可能と考えた。PWM 信号の一定時間生成を、電流源によるコンデンサへの充電特性とした鋸歯状波により発生させた。図 17 に示す回路図において、鋸歯状波の閾値として出力誤差信号を使用し、フリップ・フロップとともに PWM 信号を生成している。この回路方式では、入力電流は正確な正弦波とはならないが、図 18 の類似の波形となり、その力率は 0.97 程度で仕様を満足する。このときのインダクタ電流波形を図 19 に示す。同図のようにインダクタ電流は、各三角波状波形において確実に 0A に接していることがわかる。このときの出力電圧リップルは、図 20 に示すように $I_o=1.0A$ 時に 30mVpp (0.06%) である。PFC 回路での主なリップルは、入力電圧に起因する 50Hz のリップルである点に注意を要する。この値は入力電圧変化に対する出力変化であり、ライン・レギュレーション特性を表わしている。

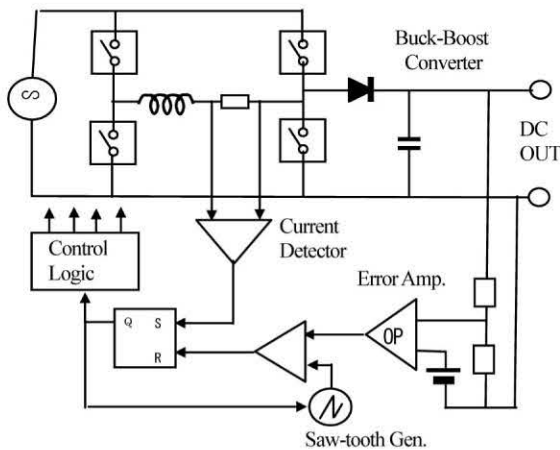


図 17 新 BCM-PFC 電源の構成図

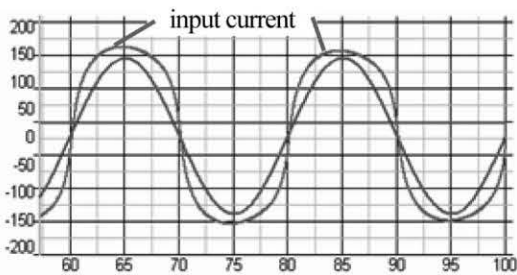


図 18 新 BCM-PFC 電源の入力電圧電流波形

(2) CCM-PFC 回路

開発回路に出力コンデンサ容量を大きくして、従来 PFC の負帰還回路を設ければ CCM-PFC は可能であるが、素子数が多く問題である。そこで掛算器を BCM 方式と同様に時定数回路での構成を

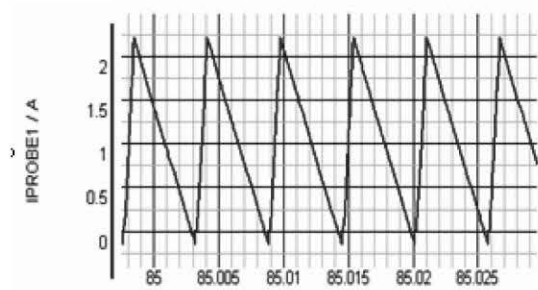


図 19 インダクタ電流 (BCM 波形)

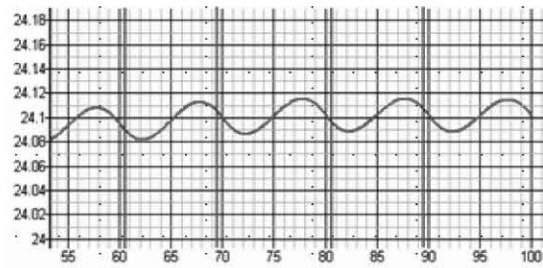


図 20 新 BCM-PFC 電源の出力電圧リップル

検討した。新 CCM-PFC 電源の回路構成を図 21 に、その入力電圧電流波形を図 22 に示す。回路構成においては新構成の掛算器を開発し、単純構成のコンパレータ、容量+電流源およびフリップ・フロップで構成している。電流波形では、従来回路と同様に正確な正弦波波形であり、力率も 0.99 と十分な値である。なお、電流波形のゼロクロス点には、従来回路と同等の歪が発生している。

なお、インダクタ電流は入力電流と相似であり、一部を拡大して図 23 に示す。この図は $t=95ms$ 時点での電流で、約 2.5A の状態にある。また出力電圧リップルは図 24 の波形であり、入力信号 50Hz のリップルが 70mVpp (0.14%) 現れている。

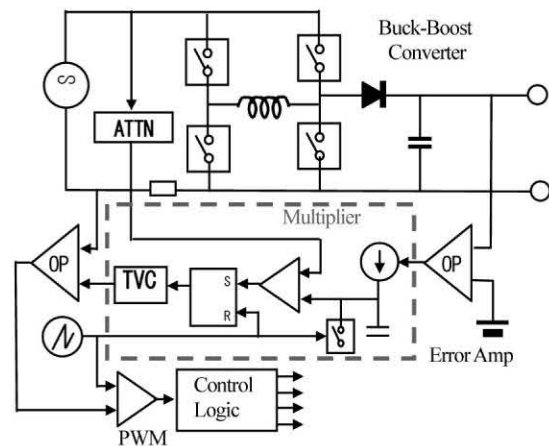


図 21 新 CCM-PFC 電源の構成図

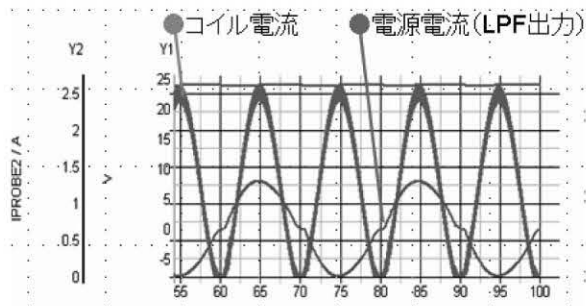


図 22 新 CCM-PFC 電源の入力電圧電流波形

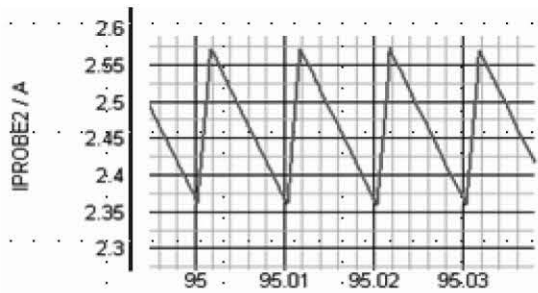


図 23 インダクタ電流波形

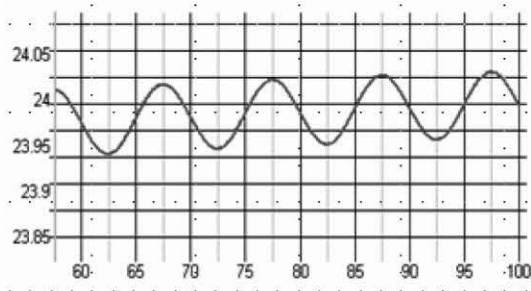


図 24 新 CCM-PFC 電源の出力電圧リップル

4. 結言

フルブリッジ構成による AC-DC ダイレクト昇降圧形コンバータを開発し、シミュレーションにより動作・性能を確認した。商用電源 100Vrms、50Hz よりダイオード・ブリッジ無しにダイレクトに直流 50V を出力し、負荷電流の $I_o=1.0A$ 時に定常出力電圧リップル 10mVpp 以下を実現した。また負荷応答特性は、負荷電流変化 $\Delta I_o=0.5A$ 時に、出力電圧のオーバーシュートは $\pm 15mV$ であり出力電圧比 $\pm 0.03\%$ と十分実用的である。

さらに力率改善回路を開発し、臨界モード PFC 電源では、掛算器の無い新 BCM-PFC 電源を開発した。負荷電流 $I_o=1.0A$ 時の出力電圧リップルは 30mVpp (0.03%) であった。このときの入力電流波形は正弦波より少し歪んでいるが、力率は

0.97 程度で仕様 (0.95) を満足している。

一方、大電力向けの連続モード CCM-PFC も開発し、掛算器に新方式回路を実現した。このとき負荷電流 $I_o=1.0A$ 時の出力電圧リップルは 70mVpp (0.14%) であった。このときの入力電流波形はほぼ正弦波であり、力率は 0.99 と従来回路相当である。

参考文献

- 1) 邢林, 高虹, 小堀康功, 小林春夫, 他 7 名: 「新構成 AC-DC 変換回路の検討」 電気学会 電子回路研究会 予講集 集, ECT-11-60 pp. 59-64 (2011. 6)
- 2) 原田耕介, 二宮保, 顧文建: スイッチングコンバータの基礎, コロナ社 (1992)

【受理年月日 2011年 9月30日】