

## 直並列補償方式を用いた DC-DC コンバータの開発

学生員 折川 幸司\* 正員 伊東 淳一\*

## Development of a Series-Parallel Compensation-Type DC-DC Converter

Koji Orikawa\*, Student Member, Jun-ichi Itoh\*, Member

This paper proposes a novel DC-DC converter for a hybrid power supply using both a fuel cell and battery. The output voltage is controlled by a series converter that regulates only the differential voltage between the fuel cell and the output. Although the output power changes, the variation in the fuel cell current is suppressed by using a battery for the operation of the parallel converter. The control strategy and circuit design adopted to achieve high efficiency are described in this paper. The experimental results confirm that the proposed circuit achieves a maximum efficiency of 98.8% for a small differential voltage. In addition, the power loss is analyzed to prove the validity of the proposed circuit.

キーワード : DC-DC コンバータ, 燃料電池, 直列電圧補償, 並列電流補償, 損失解析

Keywords : DC-DC converter, Fuel cells, Series voltage compensation, Parallel current compensation, Loss analysis

## 1. はじめに

近年、携帯機器の高性能、高機能化が急速に進み、電力消費量が急増している。加えて、これらの機器は長時間の動作が要求されている。携帯機器はバッテリーが必須であるが、バッテリーの大容量化は小型化、軽量化を妨げる。そこで、従来のバッテリーよりも長時間運転が可能な燃料電池の適用が検討されている。しかし、燃料電池は化学反応を利用しているため負荷に応じて高速に発電電力を制御することが難しい。また、起動から発電開始までの起動時間が長い。そこで、バッテリーにより負荷変動や始動時の電力補償を行い、燃料電池は定期的に電力を供給する、バッテリーと燃料電池のハイブリッドシステムの研究が盛んに行われている<sup>(1)(2)</sup>。このようなシステムに要求されることとして、高効率、小型に加え、燃料電池の電力変動を小さくすることが燃料電池の長寿命化の観点から重要である。

ハイブリッドシステムの回路構成としては、例えば、2電源の間に DC-DC コンバータを接続し、負荷に応じて2電源間のパワーフローを制御し、燃料電池から直接負荷に電力を供給する方式が簡単である<sup>(3)</sup>。しかし、この方式は電流平滑用インダクタが原因で、負荷変動時にバッテリーの電流応答が遅れ、燃料電池の電力変動が急峻となる問題がある。

一方、高効率を実現する DC-DC コンバータとして直列補償方式が提案されている<sup>(4)</sup>。従来では、入出力電圧の関係にかかわらず全電力を変換するが、直列補償方式では直列コ

ンバータにより入出力の差分電圧のみを入力電圧に直列に補償する。この結果、直列コンバータの変換容量を小さくでき、電力損失を低減できる。燃料電池は負荷によって電圧が変動するが、その変動分を直列コンバータで補償する。しかし、直列補償方式を燃料電池のシステムにそのまま適用すると、負荷電流がそのまま燃料電池に流れるので、寿命や電圧変動の問題が生じる。

本論文では、高効率でかつ、負荷が変動しても、燃料電池の電力変動をゆるやかに保つことができる電力システムを実現することを目的として、直列補償方式に電力変動分を補償する並列補償器を付加した直並列補償方式の燃料電池用 DC-DC コンバータを提案する<sup>(5)</sup>。直並列補償の考え方は交流の無停電電源装置では提案されている<sup>(6)(7)</sup>が燃料電池とバッテリーを有する2電源の DC-DC コンバータ<sup>(8)</sup>への応用は著者らの知る限りない。

ここでは、まず提案回路の直列電圧補償の基本原則について述べ、次に負荷変動時の並列コンバータによる電流制御について述べる。さらに、提案回路の設計指針や適用範囲を明確にし、特に回路動作で重要となるインダクタの設計方法を明らかにする。最後に、実機検証を行い、発生損失について詳細な解析を行い、実験結果の妥当性と高効率を得られるメカニズムを明らかにする。実機検証では、期待通り燃料電池電圧と目標出力電圧に近い領域で最高効率 98.8%を達成しており、電流変動補償も所望の動作を得ている。ここでは、提案手法の妥当性を確認し、また損失解析によって、差分電圧が小さい領域にて効率が上昇する直列補償方式の原理を確認したので報告する。

\* 長岡技術科学大学  
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1  
Nagaoka University of Technology  
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188, Japan

## 2. 原理

(2・1) 直列補償方式の概念 図 1(a)に従来の昇降圧チョッパ回路の概念図を示す。従来の回路構成では、入力電圧と出力電圧の関係にかかわらず出力に必要な全電力を変換する。特に、1石の昇降圧チョッパを用いた場合、入力電圧  $V_{in}$  と目標出力電圧  $V_{out}$  がほぼ等しいとき、デューティ比  $D$  は、オン時間を  $t_{on}$ 、オフ時間を  $t_{off}$  とすると、(1)式で表される。

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} = 0.5 \dots\dots\dots(1)$$

この場合、入力電圧と出力電圧の関係に関わらずスイッチは動作しなければならない。それに加えて、リアクトルやキャパシタに全エネルギーを一旦蓄積しなければならない。この結果、効率の低下が懸念される。

図 1(b)に直列補償方式コンバータの概念を示す。燃料電池に直列にコンバータを接続し、燃料電池電圧と目標出力電圧の差分の電圧のみをコンバータが出力する。そのため、特に燃料電池電圧と目標出力電圧に近い領域では、直列コンバータの出力電力は小さく、変換器容量が小さくなり、たとえ効率が悪くても相対的に損失が小さくなるので高効率を得られる。その一方、燃料電池と負荷を直列に接続するため、負荷電流の変動はそのまま燃料電池電流の変動となる。その結果、燃料電池の内部インピーダンスにより電圧変動が生じる。また、負荷変動に伴うリップル電流は燃料電池の寿命にも悪影響を与える。

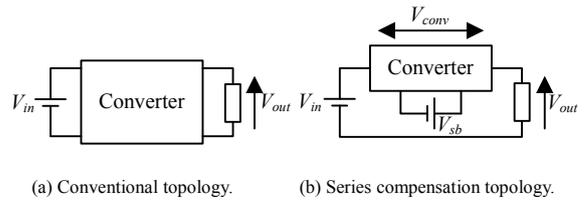
(2・2) 直並列補償方式による電圧電流補償 図 1(c)に本論文で提案する直並列補償方式回路の概念を示す。提案方式は直列補償方式回路に、並列コンバータを燃料電池と並列に接続する。定常時には並列コンバータを停止して、直列補償方式回路として高効率に昇降圧する。このとき、出力電圧は、(2)式で表される。

$$V_{out} = V_{fc} \pm V_{conv} \dots\dots\dots(2)$$

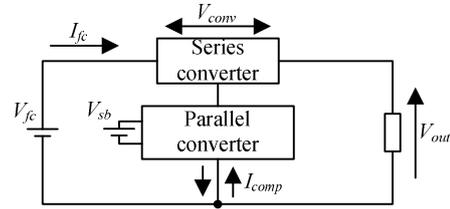
ただし、 $V_{fc}$  は燃料電池電圧、 $V_{conv}$  は直列コンバータの出力電圧である。

負荷変動時には燃料電池の電流を急変させないように並列コンバータで電流を補償する。負荷の急速な増減に伴う電力は、バッテリーが補償する。また、バッテリー電圧が低下したときや、過充電となったときは並列コンバータを動作させて、燃料電池から充電するもしくは、負荷へ電力を供給する。なお、提案回路の始動時の電力補償を考慮すると並列コンバータの容量は起動時間に相当する短時間定格であるが、定格出力分必要となる。したがって、提案回路全体の容量は定格出力と直列コンバータの容量の総和となり、従来回路に比べて直列コンバータの分、回路容量および体積が増加する。しかし、提案方式では燃料電池とバッテリーの電流が制御できるため燃料電池の長寿命化の観点から優れている。

(2・3) 提案回路の構成 図 2 に本論文で提案する直並



(a) Conventional topology. (b) Series compensation topology.



(c) Proposed topology.  
図 1 回路構成

Fig. 1. Construction of conventional, series compensation and proposed circuit.

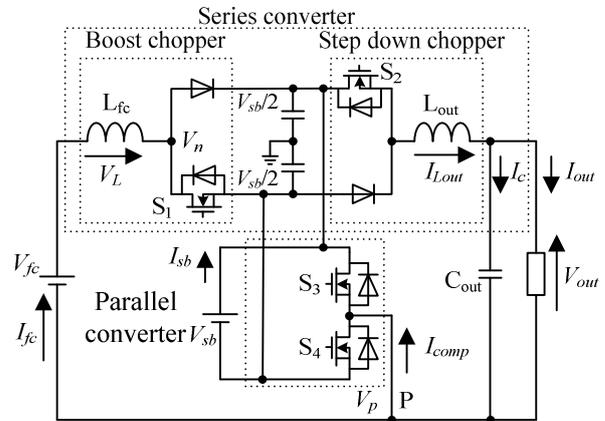


図 2 提案回路

Fig. 2. Proposed circuit.

列補償方式を実現する具体的回路例を示す。直列コンバータに、昇圧チョッパと降圧チョッパを用いる。燃料電池と並列に接続した並列コンバータの出力は、燃料電池のグラウンドに接続する。

図 3(a)は直列補償時の等価ブロック図を示している。定常時には直列コンバータのみを動作させ、差分電圧の直列補償をする。図 3(b)に昇圧時、(c)に降圧時の負荷変動時の等価ブロック図を示す。負荷変動時には、並列コンバータを動作させ、直列コンバータで電圧制御を行い、並列コンバータで電流制御を行う。なお、燃料電池からバッテリーへの突入電流を防止するためバッテリー電圧  $V_{sb}$  は燃料電池電圧  $V_{fc}$  および出力電圧  $V_{out}$  よりも大きい必要がある。

### 3. 提案回路の制御法

図 4 に、提案回路の制御ブロック図を示す。提案回路の制御は、燃料電池電流制御と並列コンバータ電流制御の 2 つのインナーループと出力電圧制御のアウターループで構成する。制御器には、PI 制御器を用いる。この提案手法では、負荷電力が大きく変化しない定常時に並列コンバータ

は動作しない。直列コンバータの制御は、燃料電池電圧と目標出力電圧の大小関係を求め、昇降圧を切り替える。以下に詳細を述べる。

**〈3・1〉 出力電圧制御** 直列コンバータの出力電圧指令値は、燃料電池電圧と目標出力電圧の差分電圧から求められる。図5に、差分電圧と変調率 $\alpha$ の関係を示す。図5より、MOSFETのオン抵抗やインダクタの抵抗による電圧降下を無視すれば、差分電圧は変調率 $\alpha$ を用いて(3)式で表される。

$$V_{conv} = |V_{out}^* - V_{fc}| = \frac{V_{sb}}{2} \alpha + \frac{V_{sb}}{2} \dots\dots\dots (3)$$

したがって、変調率 $\alpha$ は(4)式で表される。

$$\alpha = 2 \frac{|V_{out}^* - V_{fc}|}{V_{sb}} - 1 \dots\dots\dots (4)$$

なお、変調率 $\alpha$ は $\pm 1$ の振幅を持つ三角波キャリアと比較する直列コンバータの電圧指令値である。

図6に、出力電圧制御の制御ブロック図を示す。このとき、電流制御の応答が出力電圧制御の応答よりも十分速いとすれば、目標出力電圧から実際の出力電圧までの伝達関数は、(5)式で表される。

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{out}^*(s)} = \frac{\frac{K_p}{C_{out}T_i}(1+sT_i)}{s^2 + \frac{K_p}{C_{out}}s + \frac{K_p}{C_{out}T_i}} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $s$ はラプラス演算子、 $K_p$ はPI制御器の比例ゲイン、 $T_i$ は積分時定数、 $C_{out}$ は出力キャパシタである。

このとき、比例ゲインおよび積分時定数はそれぞれ(6)、(7)式で与えられる。

$$K_p = 2\zeta\omega_{v_n}C_{out} \dots\dots\dots (6)$$

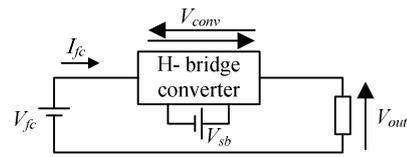
$$T_i = \frac{2\zeta}{\omega_{v_n}} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 $\zeta$ は電圧制御系の制動係数、 $\omega_{v_n}$ は固有角周波数である。

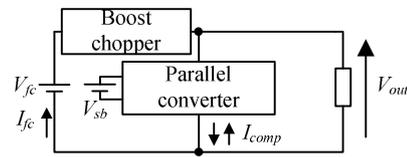
(a) 昇圧時 定常時は、並列コンバータを構成する1レグを常時オフとし、直列コンバータのみ動作させる。この場合、直列コンバータは昇圧チョップアとして動作する。昇圧する場合、 $S_2$ を常時オンとし、 $S_1$ をスイッチングして差分電圧の直列補償を行う。このとき、昇圧時は $V_{out} > V_{fc}$ となるためバッテリーは負荷へと電力供給する。

(b) 降圧時 降圧する場合、直列コンバータは降圧チョップアとして動作させる。具体的には $S_1$ を常時オフとし、 $S_2$ をスイッチングする。このとき、降圧時は $V_{out} < V_{fc}$ となるためバッテリーは燃料電池から電力を充電する。

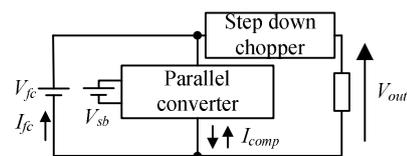
**〈3・2〉 電流制御** 出力電圧制御器(AVR)の出力により、電流指令値 $I_{Lout}^*$ は生成される。本論文で提案する制御法においては、出力電流指令を低周波分と高周波分に分離し、それぞれ、燃料電池と並列コンバータの電流指令として使用する。燃料電池電流指令は、出力電流指令にローパ



(a) Series compensation mode.



(b) Boost mode (Load change).



(c) Step down mode (Load change).

図3 各モード時の等価ブロック図

Fig. 3. Block diagram of proposed circuit.

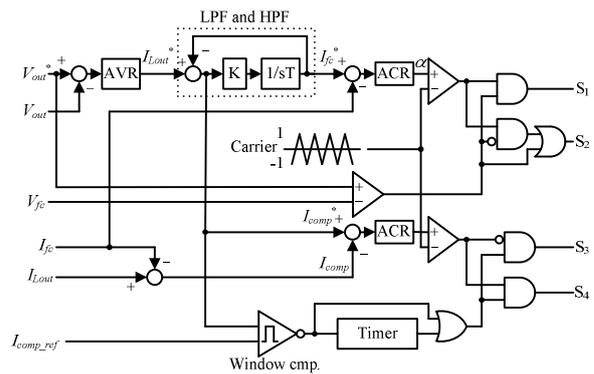


図4 制御ブロック図

Fig. 4. Control diagrams for the proposed circuit.

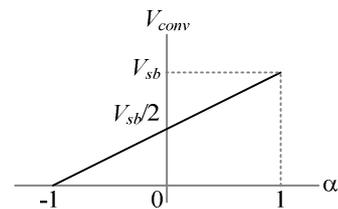


図5 直列コンバータの出力電圧と変調率の関係

Fig. 5. Relation between the output voltage of the series converter and modulation factor.

スフィルタを通して信号を用いる。また、並列コンバータの電流指令には出力電流指令にハイパスフィルタを通して信号を用いる。

提案する制御の特徴は、出力電流および出力電圧の制御応答にはローパスフィルタ、およびハイパスフィルタの影響が現れないことにある。理由を以下に述べる。図2にお

いて、交点 P について各電流の関係を考えると(8)式で表される。

$$I_{Lout} = I_{fc} + I_{comp} \dots\dots\dots(8)$$

一方、燃料電池電流指令値  $I_{fc}^*$  と並列コンバータ電流指令値  $I_{comp}^*$  は負荷電流指令  $I_{Lout}^*$  より、それぞれ(9), (10)式で表される。

$$I_{fc}^* = \frac{1}{1+sT} I_{Lout}^* \dots\dots\dots(9)$$

$$I_{comp}^* = \frac{sT}{1+sT} I_{Lout}^* \dots\dots\dots(10)$$

このとき、電流指令から電流までの伝達関数をそれぞれ  $G_1(s)$ ,  $G_2(s)$  とおけば、出力電流  $I_{Lout}$  は(11)式で求められる。

$$I_{Lout} = G_1(s)I_{fc}^* + G_2(s)I_{comp}^* \dots\dots\dots(11)$$

燃料電池電流と並列コンバータ電流の応答を同じに設計すれば、 $G_1(s)=G_2(s)=G(s)$  となり (9), (10), (11)式より出力電流  $I_{Lout}$  が(12)式で求められる。

$$I_{Lout} = G(s)I_{Lout}^* \dots\dots\dots(12)$$

よって、出力電流応答は燃料電池電流制御と並列コンバータ電流制御の応答と同じ応答が得られる。

負荷変動後負荷が安定しているとき、並列コンバータを動作させると効率の悪化の原因となる。ここでは、並列コンバータの動作はローパスフィルタの時定数  $T$  に応じて動作時間を決定し、動作時間終了後、タイマによって並列補償動作を終了させる。タイマの時間は、負荷のステップ変化に対して燃料電池電流指令が出力電流指令とほぼ一致するまでの時間とし、ローパスフィルタの時定数の3倍から5倍程度に設定する。

図7に、燃料電池電流制御の制御ブロック図を示す。目標燃料電池電流から実際の燃料電池までの伝達関数は、(13)式で表される。

$$\frac{I_{fc}(s)}{I_{fc}^*(s)} = \frac{\frac{K_p}{L_{fc}T_i}(1+sT_i)}{s^2 + \frac{K_p}{L_{fc}}s + \frac{K_p}{L_{fc}T_i}} \dots\dots\dots(13)$$

ただし、 $K_p$  は PI 制御器の比例ゲイン、 $T_i$  は積分時定数、 $L_{fc}$  は燃料電池側インダクタンスである。

このとき、比例ゲインおよび積分時定数はそれぞれ(14), (15)式で与えられる。

$$K_p = 2\zeta\omega_{i_n}L_{fc} \dots\dots\dots(14)$$

$$T_i = \frac{2\zeta}{\omega_{i_n}} \dots\dots\dots(15)$$

ただし、 $\zeta$  は電流制御系の制動係数、 $\omega_{i_n}$  は固有角周波数である。

燃料電池電流制御と並列コンバータ電流制御の固有角周波数は同じにする。また、電流制御の固有角周波数は、出力電圧制御との干渉を防止するため、出力電圧制御の固有

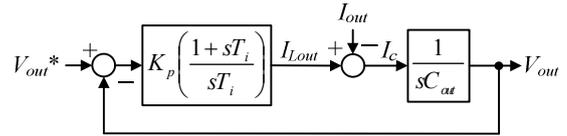


図6 出力電圧制御ブロック図

Fig. 6. Control diagrams of the output voltage.

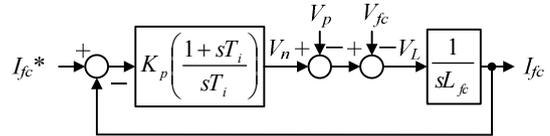
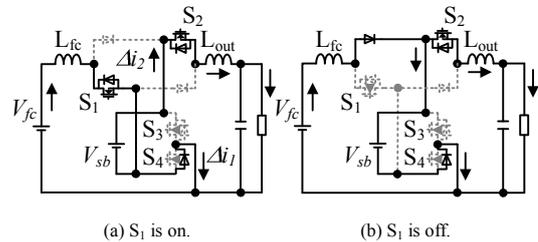


図7 燃料電池電流制御ブロック図

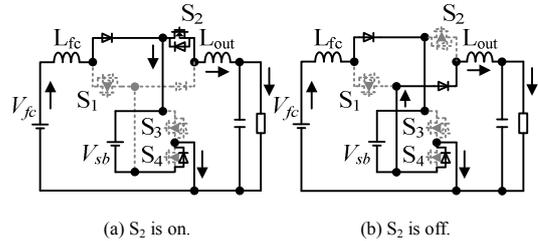
Fig. 7. Control diagrams of the fuel cell current.



(a) S1 is on. (b) S1 is off.

図8 動作モード (昇圧時)

Fig. 8. Operation mode (Boost operates).



(a) S2 is on. (b) S2 is off.

図9 動作モード (降圧時)

Fig. 9. Operation mode (Buck operates).

角周波数の10倍程度に設定する。

#### 4. 提案回路の設計

図2の提案回路では、燃料電池電圧が変化すると燃料電池側インダクタおよび出力側インダクタのリプル電流が変化する。リプル電流の大きさは、インダクタの最適設計時の条件、または燃料電池の寿命に影響する。ここでは、リプル電流の上限を定めインダクタの設計指針を検討する。

提案回路において、最もリプル電流が大きくなるのは差分電圧が最も大きいときであり、ここでは、燃料電池電圧4Vのときである。

図8に提案回路の昇圧時の動作モード、図9に降圧時の動作モードを示す。昇圧時は、 $S_2$ を常時オンとし、 $S_1$ をスイッチングして差分電圧の直列補償を行う。燃料電池電流は、出力側への電流と並列コンバータに流れる電流との和であり、降圧時に比べ、昇圧時(図8)の方が燃料電池のリプル電流は大きくなる。ここで、図8(a)の期間中に並列コンバ

ータに流れる電流のピーク値を $\Delta i_1$ 、出力へのリップル電流を $\Delta i_2$ としその和を燃料電池のリップル電流を $\Delta i_{fc}$ とすると、MOSFET のオン抵抗および還流ダイオードの順方向電圧による電圧降下を無視すれば、リップル電流は(16)式となる。このとき、燃料電池電流のリップル電流 $\Delta i_{fc}$ は(16)式となる。

$$\Delta i_{fc} = \Delta i_1 + \Delta i_2 = \frac{V_{fc}}{L_{fc}} t_{on} = \frac{V_{fc}}{L_{fc} f_{sw}} \frac{V_{out} - V_{fc}}{V_{sb}} \dots\dots\dots (16)$$

ただし、 $f_{sw}$  はスイッチング周波数、 $t_{on}$  は昇圧時の $S_1$ のオン時間である。

(16)式より、許容リップル電流を範囲内に抑制するのに必要なインダクタンスは(17)式で求められる。例えば、表 1 の条件にて回路を設計するとすれば、インダクタンス値は下記のように求められる。

$$L_{fc} = \frac{V_{fc}}{\Delta i_{fc} f_{sw}} \frac{V_{out} - V_{fc}}{V_{sb}} = 23.3 \mu H \dots\dots\dots (17)$$

5. 実機検証

〈5・1〉 提案回路の効率

図 10 に提案回路の効率を示す。ここでの効率は電力変換回路のみの効率であり、制御回路やドライブ回路の消費電力は考慮していない。なお、本システムでは、燃料電池の燃料供給を調整することにより燃料電池電圧を制御し、昇降圧を切り替えることによりバッテリーの充放電を行うことを想定しており、並列コンバータを停止させて効率を測定している。また、実験条件は表 2 のとおりである。燃料電池は、直流電圧源に内部インピーダンス相当のインダクタを直列に接続し、その両端に電解コンデンサを接続して模擬している。なお、図 2 では直列コンバータにダイオードを使用しているが、高効率化のため、実験回路では MOSFET により同期整流を行っている。図 10 において、最高効率 98.8% を達成した。最高効率達成時は、MOSFET はスイッチングしていないため、スイッチング損失がゼロになる。よって、MOSFET の導通損失およびインダクタの銅損のみであり、今回は直列コンバータの MOSFET(TPC8018-H:東芝)はオン抵抗が極めて小さい(3.5mΩ)もの、インダクタも直流巻線抵抗が小さい(16.0mΩ)ものを使用しているため高効率が得られる。

〈5・2〉 並列補償動作の検証

(a) 出力電力増加時 昇圧モード 図 11(a)に並列コンバータが動作していないときの提案回路の出力電力増加時の実験結果を示す。また、実験条件は表 2 に示すとおりである。なお、本実験ではローパスフィルタの時定数は電流電圧の変化を観測しやすくするため、2.2ms に設定したが、実際には燃料電池の寿命を考慮し、数百 ms から数 s に設定する。また、負荷は、昇圧時で出力電力を 2W から 20W に増加させている。図 11(a)より、出力電力が急変動すると、燃料電池の電流も急変動することを確認できる。また、出力電圧が約 14%以上変動する。

図 11(b)に提案手法を用いた提案回路の昇圧時の出力電力

表 1 設計仕様

Table 1. Specifications for proposed circuit.

Fuel cell voltage $V_{fc}$	4 to 10 [V]
Output power $P_{out}$	12 [W]
Output voltage $V_{out}$	7.2 [V]
Battery voltage $V_{sb}$	11 [V]
Switching frequency $f_{sw}$	100 [kHz]
Inductor current ripple $\Delta i_{fc}$	30% of output current [A]

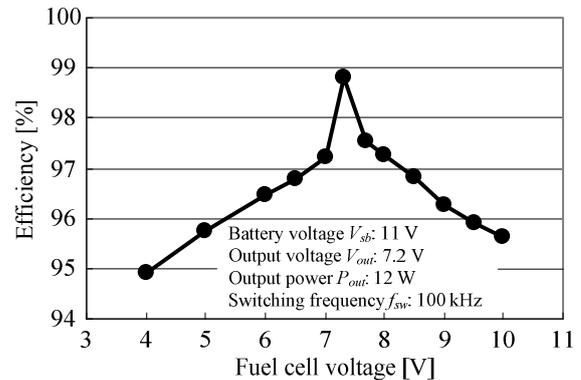


図 10 提案回路の効率

Fig. 10. Efficiency of the proposed circuit.

表 2 実験条件

Table 2. Experimental conditions.

Fuel cell voltage $V_{fc}$	4 to 10 [V]	
Battery voltage $V_{sb}$	11 [V]	
Output voltage $V_{out}$	7.2 [V]	
Switching frequency $f_{sw}$	100 [kHz]	
Input inductor $L_{fc}$	30 [ $\mu$ H]	
Output inductor $L_{out}$	30 [ $\mu$ H]	
Output capacitor $C_{out}$	800 [ $\mu$ F]	
AVR response	0.1 [kHz]	
ACR response	1 [kHz]	
LPF time constant	2.2 [ms]	
FET	TPC8018-H (TOSHIBA)	
Load change	Fig. 11(a),(b)	2 to 20 [W]
	Fig. 12(a),(b)	20 to 2 [W]

増加時の実験結果を示す。条件は、出力電力を 2W から 20W に増加させた。図 11(a)では、燃料電池の電流変動が急峻であるのに対して図 11(b)では、燃料電池の電流がゆるやかに抑えられている。また、出力電圧の変動も約 7%以内に抑えられている。

(b) 出力電力減少時 昇圧モード 図 12(a)に並列コンバータが動作していないときの提案回路の出力電力減少時の実験結果を示す。負荷条件は、昇圧時で出力電力を 20W から 2W に減少させた。図 12(a)より、出力電力増加時同様、出力電力に応じて、燃料電池の電流も急変動することを確認できる。

図 12(b)に提案手法を用いた提案回路の昇圧時の出力電力減少時の実験結果を示す。条件は、出力電力を 20W から 2W に減少させた。出力電力増加時同様、提案手法の良好な制御を確認できる。

## 6. 損失解析

前章にて測定した効率をもとに、提案方式が、差分電圧が小さい領域で高効率を得られる理由について損失解析により考察する。提案回路では、燃料電池電圧の変化に伴い、インダクタのリプル電流および電圧が変化することにより、インダクタの銅損および鉄損が変化する。ここでは、理論計算による計算方法と、MOSFETの導通損失、スイッチング損失も含めた提案回路の損失解析結果を示す。

**〈6・1〉インダクタの銅損** (18)式に、インダクタの巻線抵抗による銅損の計算式を示す。ここで、 $R_{LDC}$ はインダクタの直流抵抗、 $R_{LAC}$ は、スイッチング周波数 $f_{sw}$ における表皮効果を考慮したインダクタンスの交流抵抗、 $I_{out}$ は出力電流、 $I_{LAC}$ はインダクタに流れる電流のリプル電流成分の実効値である。

$$P_{ind\_copper} = R_{LDC}I_{out}^2 + R_{LAC}I_{LAC}^2 \dots\dots\dots(18)$$

インダクタの抵抗分を無視すれば、インダクタの電流はデューティ比に応じて傾斜の異なる三角形となり、その実効値は(19)式で求められる<sup>(9)</sup>。

$$I_{LAC} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{|V_{fc} - V_{out}|}{(L_{fc} + L_{out})f_{sw}} D \dots\dots\dots(19)$$

ここで、 $D$ は直列コンバータのデューティで、(20)式で表される。

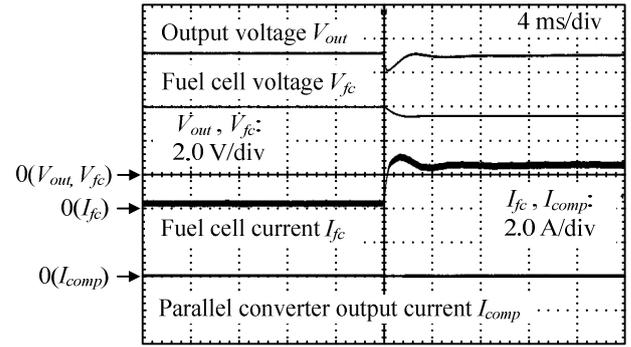
$$D = 1 - \frac{|V_{fc} - V_{out}|}{V_{sb}} \dots\dots\dots(20)$$

図13に(19)式で示されるインダクタのリプル電流の実効値を示す。図13より、燃料電池電圧が出力電圧に近いほど、リプル電流が小さくなることを確認できる。最終的にインダクタの銅損 $P_{ind\_copper}$ は(21)式で求まる。

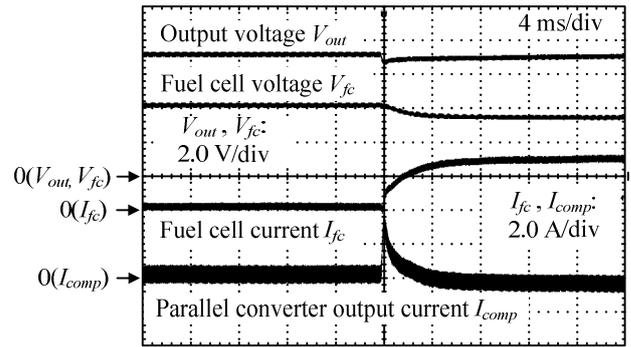
$$P_{ind\_copper} = R_{LDC}I_{OUT}^2 + R_{LAC} \frac{(V_{fc} - V_{out})^2}{12(L_{fc} + L_{out})^2 f_{sw}^2} D^2 \dots\dots(21)$$

**〈6・2〉インダクタの鉄損** DC-DCコンバータは直流を扱うので、インダクタにかかる電圧の低周波分はゼロであるが、PWMに伴う高周波電圧が重畳し、インダクタのコアに鉄損が生じる<sup>(10)</sup>。

図14、15に、提案回路における昇圧時および降圧時の各インダクタンスの電圧波形を、図16に各燃料電池電圧における各インダクタ電圧のひずみ実効値を示す。図16に示すように直列補償方式の特徴は、差分電圧が小さい領域で、ひずみ実効値が小さく、鉄損が小さくなることである。なお、降圧時においては、燃料電池側インダクタの右端の電位が燃料電池のグラウンドを基準として、スイッチングによって、 $(V_{fc} + V_{out})/2$ と $V_{sb}$ に変化し、出力側インダクタの左端の電位は $V_{sb}$ と0に変化する。したがって、出力側インダクタ電圧の変化は燃料電池側インダクタ電圧の変化よりも大きくなる。この結果、それぞれのインダクタ電圧が大きくなる。



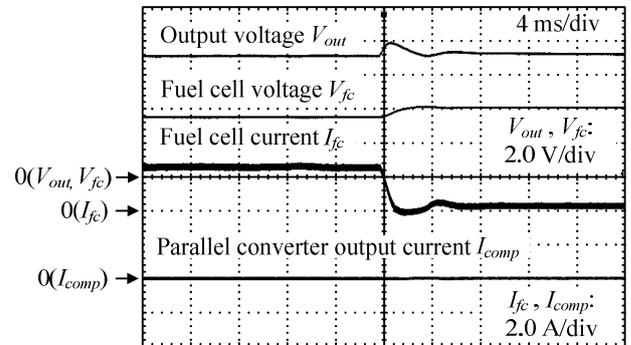
(a) Series compensation only.



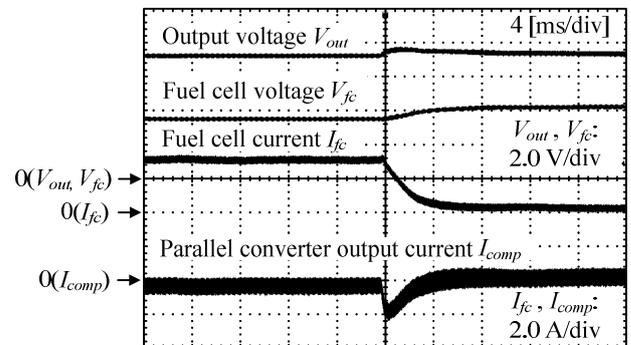
(b) Series-parallel compensation.

図11 出力電力増加時の電圧電流波形

Fig. 11. Voltage waveforms and current waveforms for increasing output power.



(a) Series compensation only.



(b) Series-parallel compensation.

図12 出力電力減少時の電圧電流波形

Fig. 12. Voltage waveforms and current waveforms for decreasing output power.

異なり、ひずみ実効値が大きく異なる。なお、図 14(a)で発生しているスパイク状の電圧は、スイッチオフの瞬間に  $L_{fc}$  と  $L_{out}$  の電流が異なるために発生する電圧であるが、 $V_{fc}-V_{sb}$  にクランプされるため、素子耐圧の点からは問題ない。

次に、インダクタ電圧と鉄損の関係を定量的に考察する。ただし、DC-DC コンバータでは直流電流がインダクタに流れるため、正確な鉄損の算定は困難であるが、ここでは、簡易的にスイッチング周波数成分の交番電圧によって生じるヒステリシス損とわず電流損のみ評価する。提案回路において、インダクタのコア内の磁束変化は、(22)式によって表される。

$$B_m = \frac{\sqrt{2}V_{dis\_rms}}{NA_e f_{sw}} \dots\dots\dots(22)$$

ここで、 $B_m$  はコア内の磁束密度[T]、 $V_{dis\_rms}$  はインダクタ電圧のひずみ実効値、 $N$  は巻数、 $A_e$  はコアの実効断面積である。

また、コアの材料には PC40 を使用した。データシートより(22)式の磁束密度の変化によって、PC40 に発生する鉄損(わず電流損とヒステリシス損)は(23)式で表される<sup>(11)</sup>。

$$P_{ind\_iron} = 4.5 \times 10^{-4} \times B_m^{2.5} \times f_{sw}^{1.55} \times V_c \dots\dots\dots(23)$$

ここで、 $V_c$  はコアの実効体積[cm<sup>3</sup>]である。

**〈6・3〉 損失解析結果** 図 17 に、(21)式で示されるインダクタの銅損、(23)式で示される鉄損の燃料電池側および出力側インダクタの合計値を示す。図 17 より、差分電圧が小さい領域で、インダクタの銅損および鉄損が小さくなることを確認できる。図 18 に提案回路の損失の燃料電池電圧に対する変化を示す。図 18 より、狙い通り、燃料電池電圧と目標出力電圧に近い領域で、損失が最小となることを確認した。直列補償回路の MOSFET のスイッチング損失と導通損失は、以下のように求めた。スイッチング損失は、実測した電流と電圧のスイッチング波形から計算して求め、導通損失は使用素子のデータシートよりオン抵抗を用いて、実測電流より求めた。また、配線抵抗による損失をその他とする。損失計算の結果より、差分電圧が大きくなると、インダクタの銅損および鉄損が増加することがわかる。このことより、インダクタの銅損および鉄損が支配的なほど、提案回路は有効であるといえる。また、図 18 より、全体の損失に対して、インダクタの銅損および鉄損、MOSFET のスイッチング損失、還流ダイオードとして使用している直列コンバータの MOSFET の寄生ダイオードによる損失が大きな割合を占めることがわかる。そのうち直列コンバータの還流ダイオードの損失は、デッドタイム期間中に発生する損失であり、オン電圧が低いダイオードを MOSFET と逆並列に接続することで、損失の低減が可能である。

7. まとめ

本論文では、高効率で小型かつ、燃料電池の長寿命化をはかる燃料電池用 DC-DC コンバータを実現することを目的

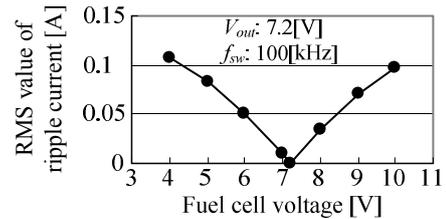
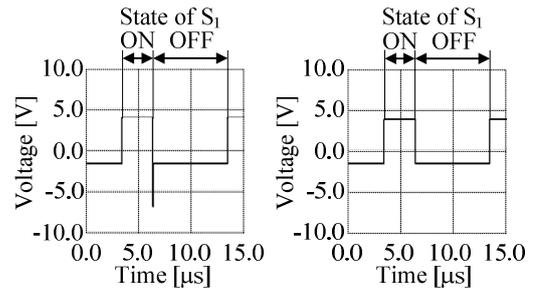


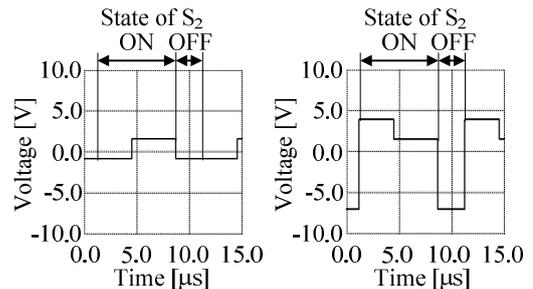
図 13 インダクタのリプル電流の実効値  
Fig. 13. RMS value of ripple current.



(a) Input inductor. (b) Output inductor

図 14 昇圧時のインダクタ電圧波形 ( $V_{fc}=4V$ )

Fig. 14. Voltage waveforms of the inductors (Boost operates).



(a) Input inductor. (b) Output inductor

図 15 降圧時のインダクタ電圧波形 ( $V_{fc}=10V$ )

Fig. 12. Voltage waveforms of the inductors (Buck operates).

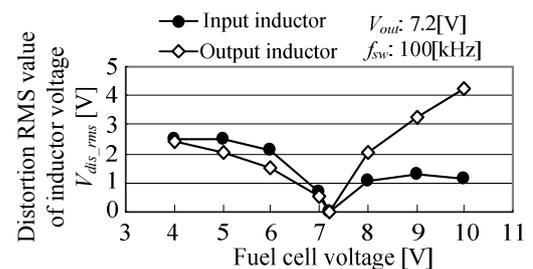


図 16 インダクタ電圧のひずみ実効値  
Fig. 16. Distortion RMS value of inductor voltage.

として、定常時は直列コンバータのみで直列電圧補償を行い、負荷変動時は並列コンバータを用いて負荷電力の増減に伴って燃料電池の電流を並列補償する、直並列補償方式 DC-DC コンバータを提案した。実験により提案回路の定常時の直列補償動作、負荷変動時の並列電流補償動作を確認した。その結果、負荷変動時には、並列コンバータによって電流を補償することで、燃料電池の電流を急変させるこ

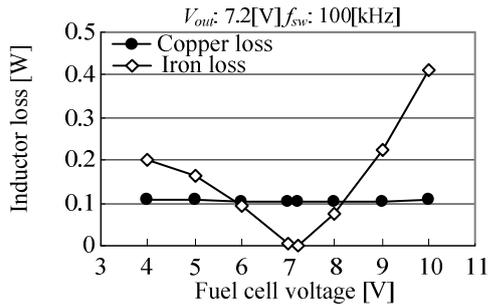


図 17 インダクタの銅損および鉄損

Fig. 17. Iron loss and copper loss of the inductor.

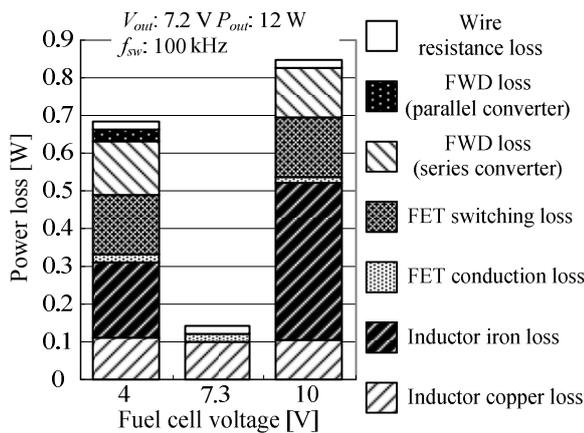


図 18 損失解析結果

Fig. 18. Loss analysis of the experimental result.

となく、出力電圧を直列電圧補償で制御できることを確認した。また、燃料電池電圧と目標出力電圧に近い領域で最高効率 98.8% を達成した。損失解析では、リップル電流とインダクタ電圧のインダクタの銅損および鉄損への影響を明らかにし、差分電圧が小さいほど、銅損および鉄損が小さくなることを確認した。

今後の課題として、損失解析の精度向上、大容量化などが挙げられる。

(平成 13 年 1 月 1 日受付, 平成 14 年 1 月 1 日再受付)

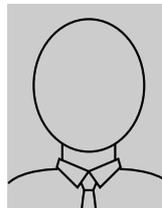
## 文 献

- (1) Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. Hendrix : "A Soft-Switched Three Port Bidirectional Converter for Fuel Cell and Supercapacitor Applications", Proc. of IEEE-PESC05, pp.2487-2493, Recife, Brazil (2005-6)
- (2) Naehyuck Chang : "Fuel Cell and Battery Hybrid System for Portable Electronics Applications", 10th Annual International Conference SMALL FUEL CELLS 2008 – Portable & Micro Fuel Cells for Commercial & Military Applications, Atlanta, USA (2008-5)
- (3) Zhenhua Jiang, Lijun Gao, and Rogar A. Dougal : "Flexible Multiobjective Control of Power Converter in Active Hybrid Fuel Cell/Battery Power Sources", Proc. of IEEE-PESC04, pp.3804-3811, Aachen, Germany (2004-6)
- (4) T. Fujii and J. Itoh : "Circuit Configuration and Control Method of a Difference Voltage Control for Non-Isolated Buck-Boost DC/DC Converter Circuits", SPC-07-126, LD-07-53 (2007) (in Japanese)  
藤井 崇史・伊東 淳一:「極性反転チョップを用いた差分電圧制御に

よる昇降圧形 DC-DC コンバータ」, 半導体電力変換/リニアドライブ合同研究会, SPC-07-126, LD-07-53 (2007)

- (5) K. Orikawa and J. Itoh : "Circuit Configuration and Control Method of a Series-Parallel Compensation Type DC-DC Converter for Fuel Cell", SPC-08-105 (2008) (in Japanese)  
折川幸司・伊東淳一:「直列補償方式を用いた燃料電池用 DC-DC コンバータの構成と制御法」, 半導体電力変換研究会, SPC-08-105 (2008)
- (6) Y. Ito, S. Ishiguma, Y. Kanno, H. Iida, Y. Nakajima, and T. Watanabe : "New power conversion technology for single-phase UPS", IEEJ Trans. IA, Vol.122, No.2, pp.169-175 (2002-2) (in Japanese)  
伊東洋一・石隈悟・菅野雄一郎・飯田英之・中島康博・渡邊敏彦:「単相無停電電源装置における新しい電力変換方式」, 電学論 D, 122, 2, pp.169-175 (2002-2)
- (7) Y. Ito, S. Ishiguma, I. Takahashi, and H. Haga : "New power conversion technique to obtain high performance and high efficiency for single-phase UPS", Proc. of IEEE-IAS01, pp.2383-2388, Chicago, USA (2001-9)
- (8) 折川幸司・伊東淳一:「直列補償形非絶縁 DC-DC コンバータの 2 電源システムへの適用」, 平成 19 年電気関係学会関西支部連合大会, G4-32 (2007-11)
- (9) Y. Katayama, M. Edo, T. Denta, T. Kawashima, and T. Ninomiya : "Optimum Design of CMOS DC-DC Converter for Mobile Applications", IEEJ Trans. IA, Vol.124, No.10, pp.1043-1052 (2004-10) (in Japanese)  
片山靖・江戸雅晴・伝田俊男・川島鉄也・二宮保:「モバイル機器用 CMOS DC-DC コンバータの最適設計手法」, 電学論 D, 124, 10, pp.1043-1052 (2004-10)
- (10) S. Iyasu, T. Shimizu, and K. Ishii : "Iron Loss Calculation Method of Filter Inductor Core on a Single-Phase PWM Voltage Source Inverter", IEEJ Trans. IA, Vol.127, No.3, pp.217-225 (2007-3) (in Japanese)  
居安誠二・清水敏久・石井謙市朗:「単相電圧形 PWM インバータ回路用フィルタリアクトルの鉄損算定法」, 電学論 D, 127, 3, pp.217-225 (2007-3)
- (11) Carl Nelson : 「LT1074/LT1076 デザイン・マニュアル」, リニアテクノロジー, pp.33-36 (1991)

折川 幸司 (学生員) 1985 年 4 月 12 日生。2008 年 3 月長岡技術科学大学卒業。同年 4 月同大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻に進学。主に電力変換回路に関する研究に従事。



伊東 淳一 (正員) 1972 年 1 月 6 日生。1996 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程終了。同年 4 月, 富士電機(株)入社。2004 年 4 月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。IEEE 会員。

