

# 直並列補償方式を用いた DC-DC コンバータの損失解析

折川 幸司\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Loss analysis of a Series-Parallel Compensation Type DC-DC converter  
Koji Orikiwa\*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel DC-DC converter for 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 voltage and the output voltage. Although the load condition is changed, the variation of the fuel cell current is suppressed by a battery through operation of the parallel converter. The experimental results confirmed that the proposed circuit could achieve 98.3% at the maximum efficiency point in the small differential voltage region.

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

(Keywords, DC-DC converter, 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使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は難しい。また、起動から発電開始まで時間がかかる。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、燃料電池は定常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、バッテリーもしくは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、この方式は出力電圧がバッテリーもしくは燃料電池の電圧に依存するため、回路設計が制限される問題がある。

そこで著者らはこれまでに、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、直並列補償方式の燃料電池用 DC-DC コンバータを提案した<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、本方式では直列コンバータにより入出力の差分電圧のみ

を入力電圧に直列補償するため、直列コンバータの容量を小さくすることができ、小型化、高効率化できる。一方、負荷変動に対しては並列コンバータによって、負荷電力の増減に伴って燃料電池の電流を補償する。このような考え方は交流の無停電電源装置では提案されている<sup>(5)(6)</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>(7)</sup>への応用は著者らの知る限りない。

著者らは、これまでに定常状態の直列電圧補償および負荷変動時の並列電流補償についてシミュレーション及び実機検証を行い、基本的な動作を確認している。しかし、回路の設計指針や効率が向上するメカニズムについては明確になっていない。

本論文では、提案回路の設計指針や適用範囲を明確にすることを目的として、提案回路の動作と損失の解析を実施する。まず、提案回路の直列電圧補償の基本原理について述べ、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、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、損失分布を明らかにする。実機検証では、狙い通り燃料電池電圧と目標出力電圧が近い領域で最高効率 98.3% を達成しているおり、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。

## 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プ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ため、効率が悪化する。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が近い領域では、直列コンバータの出力電圧と出力電力は小さく、変換器容量が小さいのでたとえ効率が悪くても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し、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補償をする。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、燃料電池から充電したり、負荷へ電力を供給したりする。

### 〈2-3〉提案回路の構成

図2に本論文で提案する直並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、昇圧チョップと降圧チョップを用いる。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。

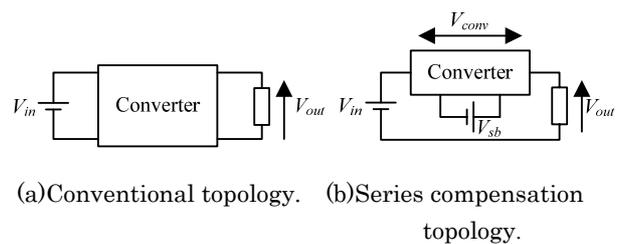
また、燃料電池からバッテリーへの突入電流を防止するためバッテリー電圧  $V_{sb}$  は燃料電池電圧  $V_{fc}$  および出力電圧  $V_{out}$  よりも大きい必要がある。

## 3. 提案回路の制御法

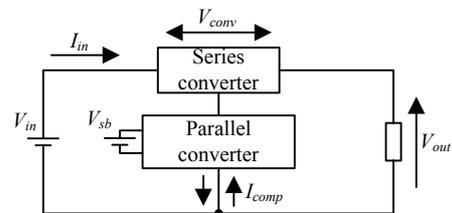
図3に、提案回路の制御ブロック図を示す。提案回路の制御は、燃料電池電流制御と並列コンバータ電流制御の2つのインナーループと出力電圧制御のアウターループで構成する。制御器には、PI制御器を用いる。この提案手法では、負荷電力が大きく変化しない定常時には並列コンバータは動作しない。直列コンバータの制御は、燃料電池電圧と目標出力電圧の大小関係を求め昇降圧を切り替える。以下に詳細を述べる。

### 〈3-1〉直列コンバータの制御法

出力電圧の制御は、バッテリーの放電もしくは充電期間  $T_{sb}$  を調節することで、直列コンバータの電圧を変化させて行う。スイッチング周期を  $T$  とし、MOS-FETのオン抵



(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.

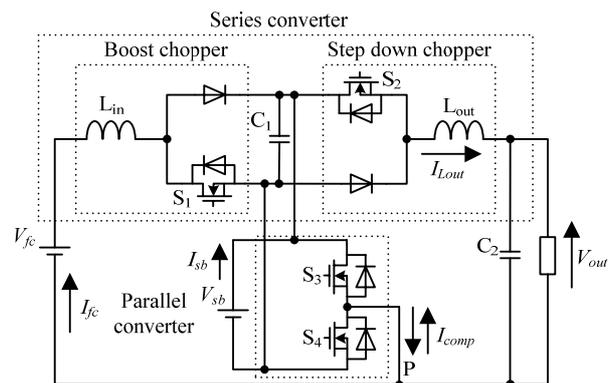


図2 提案回路

Fig. 2. Proposed circuit.

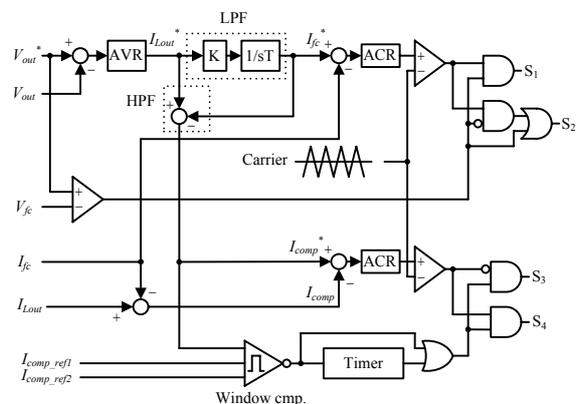


図3 制御ブロック図

Fig. 3. Control block diagrams.

抗やインダクタの抵抗による電圧降下を無視すれば、出力電圧  $V_{out}$  は(1)式で表すことができる。

$$V_{out} = V_{fc} \pm V_{sb} \frac{T_{sb}}{T} \dots\dots\dots (1)$$

このとき、(1)式より、 $S_1$  のオンデューティ  $D_{boost}$  および  $S_2$  のオンデューティ  $D_{buck}$  は(2)式と(3)式となる。

$$D_{boost} = \frac{T_{sb}}{T} = \frac{V_{out} - V_{fc}}{V_{sb}} \quad (V_{fc} < V_{out}) \dots\dots\dots (2)$$

$$D_{buck} = 1 - \frac{T_{sb}}{T} = 1 - \frac{V_{fc} - V_{out}}{V_{sb}} \quad (V_{fc} > V_{out}) \dots\dots\dots (3)$$

つまり、入力と出力電圧の差が小さいときほど、昇圧時は昇圧チョップの  $S_1$  のデューティは小さくなり、降圧時には、降圧チョップの  $S_2$  のデューティは大きくなる。したがって、直列コンバータの出力電圧が小さくなる。

#### 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〉 並列コンバータの制御法

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、燃料電池とバッテリー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スフィルタを通過させた信号を用いる。また、バッテリー電流指令には出力電流指令にハイパスフィルタを通過させた信号を用いる。

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(4)式で表される。また、燃料電池電流指令値  $I_{fc}^*$  と並列コンバータ電流指令値  $I_{comp}^*$  はそれぞれ(5)、(6)式で表される。

$$I_{Lout} = I_{fc} + I_{comp} \dots\dots\dots (4)$$

$$I_{fc}^* = \frac{1}{1+sT} I_{Lout}^* \dots\dots\dots (5)$$

$$I_{comp}^* = \frac{sT}{1+sT} I_{Lout}^* \dots\dots\dots (6)$$

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(7)式で求められる。

$$I_{Lout} = G_1(s)I_{fc}^* + G_2(s)I_{comp}^* \dots\dots\dots (7)$$

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 (5)、(6)、(7)式より出力電流  $I_{Lout}$  が(8)式で求められる。

$$I_{Lout} = G(s)I_{Lout}^* \dots\dots\dots (8)$$

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。

### 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る。ここでは、差分電圧が最も大きいのは、最小燃料電池電圧のときである。

このとき、燃料電池電流のリプル電流  $\Delta i_{fc}$  は(9)式となる。

$$\Delta i_{fc} = \frac{V_{fc}}{L_{fc}} t_{on} = \frac{V_{fc}}{L_{fc} f_{sw}} D_{boost} \dots\dots\dots (9)$$

ただし、 $L_{fc}$  は燃料電池側インダクタ、 $f_{sw}$  はスイッチング周波数である。

(9)式より、許容リ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が(10)式で求められる。このとき、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。

$$L_{fc} = \frac{V_{fc}}{\Delta i_{fc} f_{sw}} D_{boost} = 27.2[\mu H] \dots\dots\dots (10)$$

### 5. 実機検証

#### 〈5・1〉 提案回路の効率

図4に提案回路の効率を示す。ここでの効率は電力変換

表1 設計仕様

Table 1. Specifications of experimental circuit.

Fuel cell voltage $V_{fc}$ [V]	4~10
Output power $P_{out}$ [W]	12
Output voltage $V_{out}$ [V]	7.2
Battery voltage $V_{sb}$ [V]	11
Switching frequency $f_{sw}$ [kHz]	100
Reactor current ripple	30%

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。また、実験条件は表 2 に示すとおりである。図 4 において、最高効率 98.3[%]を達成した。最高効率達成時は、MOS-FET 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、FET 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 FET (TPC8018-H:東芝) はオン抵抗が極めて小さい (3.5[mΩ]) もの、燃料電池側インダクタおよび出力側インダクタも直巻線抵抗が極めて小さい (数[mΩ]) 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

図 5(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。なお、ローパスフィルタの時定数は電流電圧の変化を測定しやすくするため、2.2[ms]に設定したが、実際には燃料電池に寿命を考慮し、もっと長い時間 (数百[ms]から数[s]) に設定する。また、負荷条件は、昇圧時で出力電力を 5[W]から 15[W]に増加させた。図 5(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。さらに、立ち上がり時に電流に若干オーバーシュートを生じているが電流制御系の設計に依存する。

図 5(b)に提案手法を用いた提案回路の昇圧時の出力電力増加時の実験結果を示す。表 2 に実験結果条件を示す。条件は、出力電力を 5[W]から 15[W]に増加させた。図 5(a)では、燃料電池の電流変動が急峻であるのに対して図 5(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 5[%]以内に抑えられている。負荷変動時に、燃料電池の電流が一瞬小さくなるのは、並列コンバータ制御の PI 制御の積分値の初期値の影響を考慮していないためである。

## 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を通して考察する。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、FET 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〉 インダクタ銅損

(11) 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。

$$P_{ind\_copper} = R_{LDC} I_{OUT}^2 + R_{LAC} I_{LCA}^2 \dots\dots\dots (11)$$

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(12)式で求められる<sup>(8)</sup>。

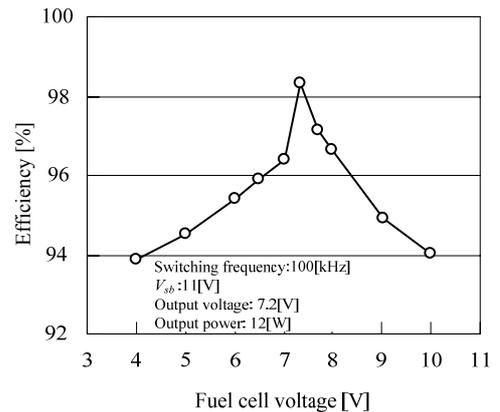


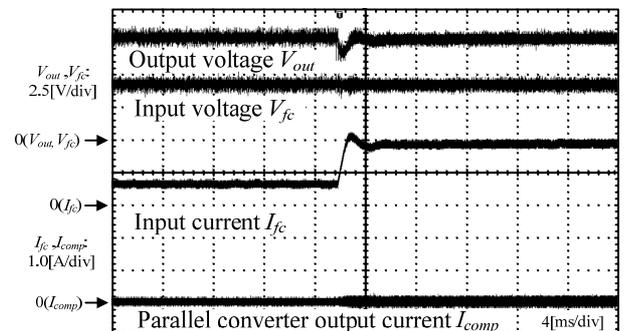
図 4 提案回路の効率

Fig. 4. Efficiency of the proposed circuit (series compensation mode).

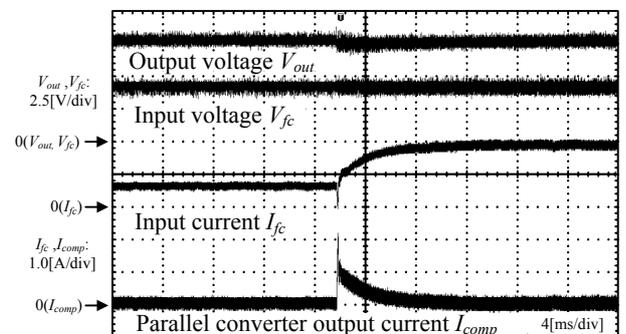
表 2 実験条件

Table 2. Condition of experiment.

Fuel cell voltage $V_{fc}$ [V]	4
Output voltage $V_{out}$ [V]	7.2
AVR response [kHz]	>1
LPF time constant [ms]	2.2
Load change [W]	5 to 15



(a)With series compensation only.



(b)With parallel compensation.

図 5 出力電力増加時の電圧電流波形

Fig. 5. Voltage waveforms and current waveforms (Output power increased).

$$I_{LAC} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{|V_{fc} - V_{out}|}{(L_{fc} + L_{out})f_{sw}} D \dots\dots\dots(12)$$

ここで、 $D$ は直列コンバータのデューティであり、昇圧時と降圧時とで次のように計算できる。

$$\begin{cases} D = 1 - D_{boost} \\ D = D_{buck} \end{cases} \dots\dots\dots(13)$$

よってインダクタの銅損  $P_{ind\_copper}$ は (14) 式で求まる。

$$P_{ind\_copper} = R_{LDC} I_{OUT}^2 + R_{LAC} \frac{(V_{fc} - V_{out})^2}{12(L_{fc} + L_{out})^2 f_{sw}^2} D^2 \dots\dots\dots(14)$$

図6に(12)式で示されるインダクタのリプル電流の実効値と発生損失を示す。図6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。結果として、入力と出力の差がゼロ付近で銅損が最小となる。

### 〈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ずる<sup>(9)</sup>。

図7に、提案回路における燃料電池側インダクタンスの電圧波形を、図8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7に示すように直列補償方式の特徴は、インダクタに印加される電圧が差分電圧に伴って小さくなることにある。すなわち、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。

次に、インダクタ電圧と鉄損の関係を定量的に説明する。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うず電流のみ評価する。提案回路において、燃料電池側インダクタのコア内の磁束変化は、(15)式によって生じる。出力側インダクタについても、同様に考えることができる。

$$B_m = \frac{|V_{fc} - V_{out}| \frac{L_{fc}}{L_{fc} + L_{out}}}{NA_e f_{sw}} D \dots\dots\dots(15)$$

ここで、 $B_m$ はコア内の磁束密度、 $N$ は巻数、 $A_e$ は実効断面積である。

また、コアにはPC40を使用した。データシートより(15)式の磁束密度の変化によって、PC40に発生する鉄損は(16)式で表される<sup>(10)</sup>。

$$P_{ind\_iron} = 4.50 \times 10^{-14} \times B_m^{2.5} \times f_{sw}^{1.55} \times V_c \dots\dots\dots(16)$$

図9に、(16)式の計算結果を示す。図9より、差分電圧が小さい領域で、鉄損も小さくなることを確認できる。

### 〈6・3〉損失解析結果

図10に提案回路の損失解析結果を示す。直列補償回路

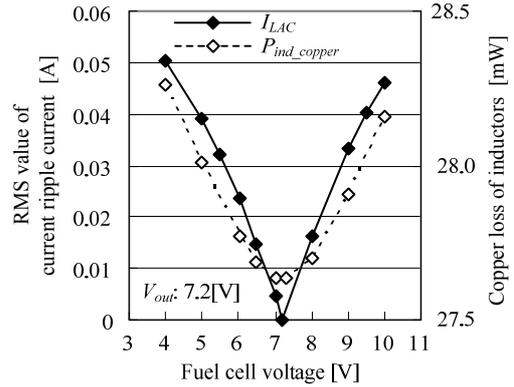
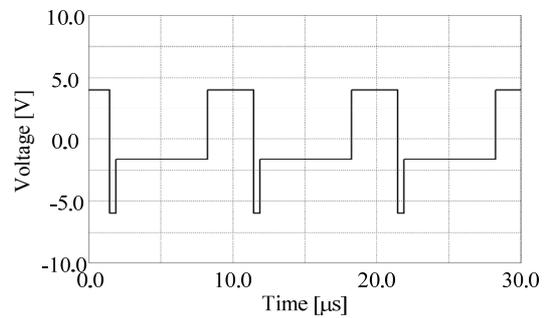
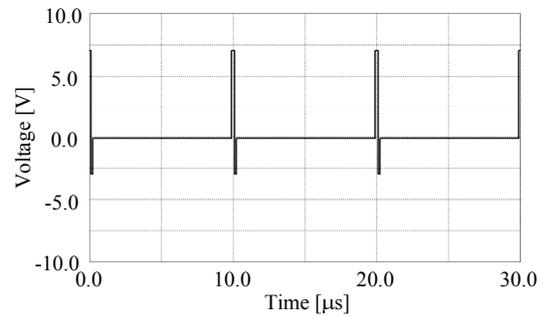


図6 インダクタのリプル電流の実効値と銅損  
Fig. 6. RMS value of inductor ripple current and copper loss.



(a)  $V_k=4[V]$ .



(b)  $V_k=7[V]$ .

図7 燃料電池側インダクタ電圧波形

Fig. 7. Voltage waveforms of inductor (fuel cell side).

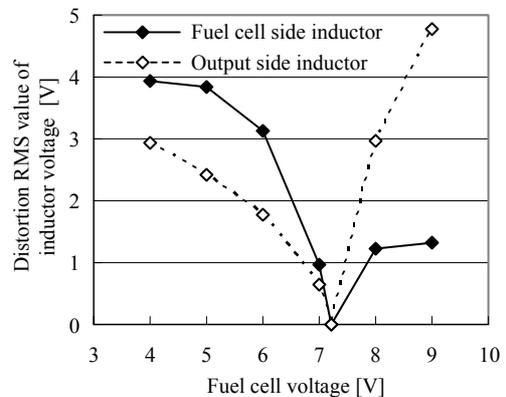


図8 インダクタ電圧のひずみ実効値

Fig. 8. Distortion RMS value of inductor voltage.

の損失は、スイッチング損失と導通損失からなるが、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。損失計算の結果より、差分電圧が大きくなると、インダクタの鉄損が増加すること、スイッチング損失が支配的であることがわかる。しかしながら、実験結果と計算の結果は、損失において最大 60[%]の誤差があるため、今後損失の計算の十分な検討が必要である。

次に、実験結果と損失計算の誤差が大きい原因を考察する。現在、誤差がある要因としては次の4つを考えている。第一に正確なスイッチング損失の計算のためには、電流プローブおよび電圧プローブの伝播遅延時間の違いを考慮しなくてはならない。第二に、コンデンサの等価直列抵抗や配線抵抗による損失を考慮していない。しかし、スイッチング周波数が高くなると、配線抵抗は表皮効果によって直流時の抵抗よりも大きくなる。また、コンデンサの等価直列抵抗も大きくなる。特に、差分電圧が大きくなると、リップル電流が大きくなり、そのリップル電流がコンデンサに流れるため、その結果、コンデンサの直列抵抗による損失が増大する。第三に、直流重畳にともなう鉄損の増加があげられる。今回の解析は鉄損が支配的であり、最も効率に与える影響が大きい。従って、これに大きな誤差があれば、解析結果と実験結果に乖離が生じる。また第四に、パワーメータの精度による誤差があげられ、今回使用したパワーメータの精度は、読み値誤差が 0.1%、測定レンジ誤差が 0.2%であり、真値を測定するには工夫が必要である。

## 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、その基本動作を確認し、損失解析によって提案手法の有効性を確認した。

実験では、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、狙い通り、燃料電池電圧と目標出力電圧に近い領域で最高効率 98.3[%]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、鉄損が小さくなることを確認した。今後の課題として、スイッチング損失の正確な測定、高周波等価回路を用いた損失解析が挙げられる。

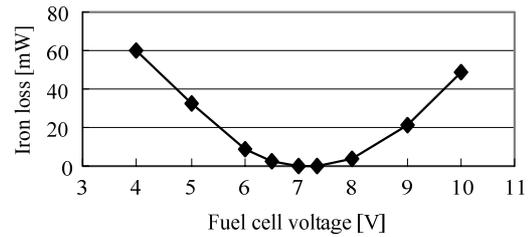


図9 インダクタの鉄損

Fig. 9. Iron loss of the inductor.

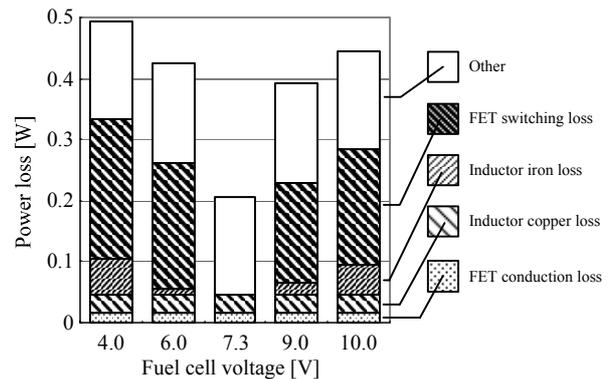


図10 損失解析結果

Fig. 10. Loss analysis of the experimental result.

## 文 献

- (1) H. Tao, A. 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, June.2005.
- (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, May.2008.
- (3) Zhenhua Jiang, Lijun Gao, and Roger 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, June.2004.
- (4) 折川幸司, 伊東淳一: 「直並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)
- (5) 伊東, 石隈, 菅野, 飯田, 中島, 渡辺, 「単相無停電電源装置における新しい電力変換方式」, 電気学会論文誌, 平成 14 年 2 月号, Vol. 121-D, pp.169-175, Feb.2002.
- (6) Y. Ito, S. Ishiguma, I. Takahashi, H. Haga, "New Power Conversion Technique to Obtain High Performance and High Efficiency for Single-Phase UPS", IEEE IAS, Chicago, USA, Sept.2001.
- (7) 折川幸司, 伊東淳一, "直並列補償形非絶縁 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, Nov.2007
- (8) 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, Vol. 124, No. 10, pp.1043-1052 (2004)
- (9) 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, Vol. 127, No. 3, pp.217-225 (2007)
- (10) Carl Nelson: "LT1074/LT1076 デザイン・マニュアル", pp.33-36, リニアテクノロジー (1991)