

直並列補償形 DC-DC コンバータの入出力リアクトル設計法と考察

折川 幸司 伊東 淳一

長岡技術科学大学 エネルギー・環境工学専攻

orikawa@stn.nagaokaut.ac.jp, itoh@vos.nagaokaut.ac.jp

1. はじめに

近年、携帯機器の長時間駆動の要求に応えるために、燃料電池の携帯機器への実用化が強く求められており、バッテリーと燃料電池のハイブリッド DC-DC コンバータの研究が盛んに行われている。

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直並列補償形の DC-DC コンバータを提案した⁽¹⁾。提案回路は、燃料電池電圧の変動に対してバッテリー電圧を変換して直列に電圧補償を行う。この直列補償方式では、特に燃料電池電圧と出力電圧が等しいときに補償電圧が非常に小さくなるため、高効率が得られる。さらに、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、負荷変動時の燃料電池の電流変動をバッテリーが補償する。この結果、燃料電池の長寿命化が可能である。

本論文では、リアクトルの接続位置の異なる2つの直並列補償回路について、燃料電池のリプル電流を基に、リアクトルの設計とコアの断面積の比較を行う。まず、提案する直並列補償回路の特徴および動作を紹介する。次に、提案回路の動作モードより、提案回路のリアクトルの設計方法を明らかにする。さらに、コアの最大磁束密度に注目し、コアの断面積の比較を行う。最後に、実機実験を行いその結果、リアクトルの設計法の妥当性を確認したので報告する。

2. 原理

(2-1) 直並列補償方式

図 1 に本論文で示す直並列補償回路の概念図を示す。定常時には並列コンバータを停止して、直列コンバータにより高効率に昇降圧する。このとき、出力電圧は、(1)式で表される。

$$V_{out} = V_{fc} \pm V_{conv} \quad (1)$$

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。

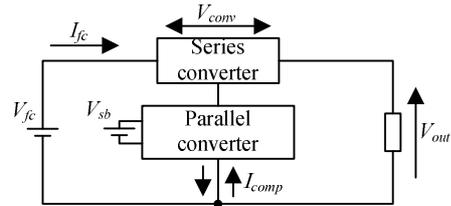


Fig. 1. Concept of proposed circuit.

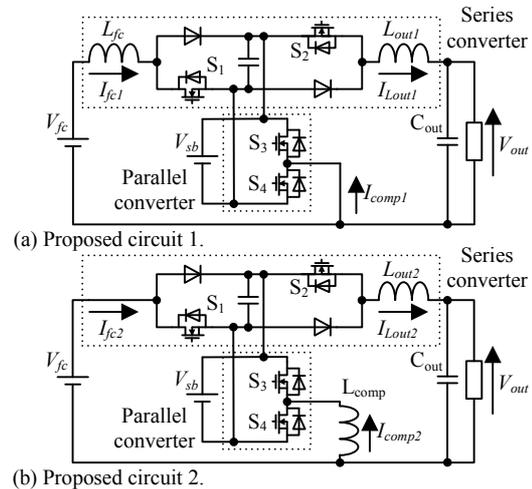


Fig. 2. Proposed circuit.

(2-2) 提案回路の構成

図 2 に本論文で示す直並列補償方式を実現する具体的回路例を示す。(a)に、直列コンバータに昇圧チョップと降圧チョップを用いた回路を示す。燃料電池に直列に接続したリアクトル L_{fc} は、燃料電池のリプル電流を低減する。(b)に並列コンバータ部にリアクトル L_{comp} を接続した回路を示す。(a)の回路では、 L_{fc} には出力電流と同程度の電流が流れるため、リアクトルの銅損が大きいが、(b)の回路では、並列コンバータに接続した L_{comp} を流れる電流は出力電流に比べて小さい。このことから(b)の回路は、(a)の回路と比較してリアクトルの損失を低減できることから、リアクトルの小型化が期待できる。なお、2つの回路は、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. リアクトルの比較検討

〈3・1〉リアクトル設計法

提案回路では、燃料電池電圧が変化すると燃料電池のリプル電流が変化する。リプル電流の大きさは、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リアクトルの設計指針を検討する。提案回路において、最も燃料電池の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、今回の設計条件では、昇圧時の燃料電池電圧 4V のときである。

図 3 にそれぞれの提案回路の昇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る。ここで、図 3 の期間中に並列コンバータに流れる不連続な三角波電流のピーク値をそれぞれ Δi_{comp1} 、 Δi_{comp2} 、出力への電流をそれぞれ Δi_{Lout1} 、 Δi_{Lout2} としその和を燃料電池のリプル電流 Δi_{fc1} 、 Δi_{fc2} 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、燃料電池のリプル電流は(2)、(3)式より得られる。

$$\Delta i_{fc1} = \Delta i_{comp1} + \Delta i_{Lout1} = \frac{V_{fc}}{L_{fc}} \frac{1}{f_{sw}} \frac{|V_{fc} - V_{out}|}{V_{sb}} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{fc2} &= \Delta i_{comp2} + \Delta i_{Lout2} \\ &= \left\{ \frac{V_{fc}}{L_{comp}} + \frac{1}{L_{out2}} (V_{fc} + V_{sb} - V_{out}) \right\} \frac{1}{f_{sw}} \frac{|V_{fc} - V_{out}|}{V_{sb}} \end{aligned} \quad (3)$$

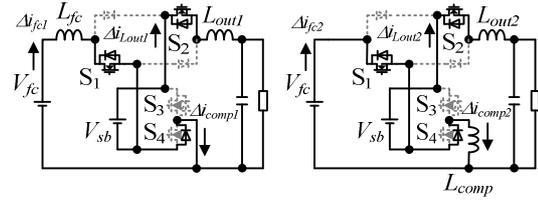
ここで、それぞれの燃料電池のリプル電流を同じにすると、 $\Delta i_{fc1} = \Delta i_{fc2}$ となり(2)、(3)式より提案回路 2 において提案回路 1 と同じリプル電流とするリアクトル L_{comp} が(4)式で得られる。

$$L_{comp} = \frac{V_{fc}}{\frac{V_{fc}}{L_{fc}} - \frac{V_{fc} + V_{sb} - V_{out}}{L_{out2}}} \quad (4)$$

ここで、(4)式の分母はゼロよりも大きくなければならないため、提案回路 2 の L_{out2} には(4)式より、(5)式に示す制限が与えられる。

$$L_{out2} > (V_{fc} + V_{sb} - V_{out}) / V_{fc} \times L_{fc} \quad (5)$$

図 4 に、(5)式の制限下における(4)式で示される提案回路 2 の L_{comp} と L_{out2} の値を示す。表 1 に設計条件を示す。表 1 の条件にてリアクトルを設計するとすれば、提案回路 1 の L_{fc} 、 L_{out1} がそれぞれ 30 μ H に対して、提案回路 2 では L_{comp} は 30 μ H



(a) Proposed circuit 1. (b) Proposed circuit 2.

Fig. 3. Operation mode (Boost operation).

Table 1. Specifications for design of a reactor.

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 Δi_{fc}	30% of output current [A]

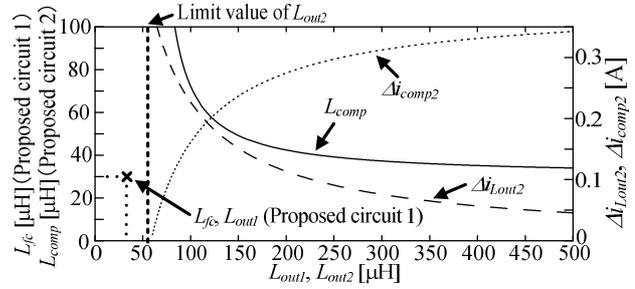


Fig. 4. Relation of inductances of the reactors and ripple current

($V_{fc}=4V$).

以上、 L_{out2} は 58.5 μ H 以上必要となる。したがって、提案回路 2 は、提案回路 1 よりもリアクトル L_{comp} 、 L_{out2} ともに大きくする必要があり。これは、提案回路 2 では L_{comp} はスイッチ S_1 がオンする期間しか燃料電池のリプル電流の抑制に寄与せず、常にリプル電流に寄与する L_{out2} を大きくしなくてはならないことを意味する。しかし、 L_{comp} に流れる電流は直流分が重畳しないため、 L_{comp} には直流電流の流れる L_{out2} よりもコアの磁束は小さくなる。すなわち、 L_{comp} では断面積の小さいコアを使用できる。したがって、提案回路 2 では、 L_{out2} をできるだけ小さくし、 L_{comp} を大きく設計するほうが望ましい。

〈3・2〉コアの最大磁束密度

コアの断面積を比較検討するため、それぞれの提案回路のコアの最大磁束密度を計算する。

提案回路 1 の L_{fc} の場合、磁束密度のリプル成分 ΔB_{fc} は(6)式で表される。

$$\Delta B_{fc} = \frac{1}{N_1 S_1} \int V_{Lfc} dt \quad (6)$$

ただし、 N_1 は巻数、 S_1 はコアの断面積、 V_{Lfc} はリアクトル電圧である。ここで、提案回路においてリアクトル電圧は方形波であるため、(6)式は(7)式で表される。

$$\Delta B_{fc} = \frac{V_{Lfc} t_{on}}{N_1 S_1} \quad (7)$$

ただし、 t_{on} はスイッチ S_1 のオン時間である。

一方、磁束密度の直流成分 B_{DC_fc} は(8)式で表される。なお、 B_{DC_fc} はリアクトルの平均電流に比例すると仮定する。

$$B_{DC_fc} = \frac{\Delta B_{fc}}{\Delta i_{fc1}} I_{out} \quad (8)$$

ただし、 I_{out} は出力電流である。 L_{fc} の平均電流は実際には出力電流とは異なるが、ここでは計算を容易にするため、 I_{out} を用いる。したがって、 L_{fc} の最大磁束密度は(7)、(8)式を用いて、(9)式で表される。

$$B_{peak_fc} = B_{DC} + \frac{\Delta B_{fc}}{2} = \frac{V_{Lfc} t_{on}}{N_1 S_1} \left(\frac{I_{out}}{\Delta i_{fc1}} + \frac{1}{2} \right) \quad (9)$$

次に L_{comp} の場合、 L_{comp} に流れる電流は不連続な三角波電流であるため、コアの最大磁束密度は L_{comp} を流れる電流のピーク値によって決まる。したがって、最大磁束密度は(10)式によって表される。

$$B_{peak_comp} = \frac{V_{Lcomp} t_{on}}{N_2 S_2} \quad (10)$$

ただし、 N_2 は巻数、 S_2 はコアの断面積、 V_{Lcomp} はリアクトル電圧である。ここでは、MOSFETのオン抵抗やの寄生ダイオードの順方向電圧を考慮していないため、 V_{Lfc} と V_{Lcomp} は等しい。

〈3・3〉コアの断面積の比較

最後に、リアクトルのコアの断面積を比較する。コアの断面積は、最大磁束密度、巻数などとともにリアクトルの体積を決定する重要なパラメータである。ここでは、最大磁束密度 B_{peak_fc} と B_{peak_comp} を同じとすると、コアの断面積 S_1 、 S_2 の関係は(9)、(10)式より(11)式で表される。

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{1}{\frac{N_2}{N_1} \left(\frac{I_{out}}{\Delta i_{fc1}} + \frac{1}{2} \right)} \quad (11)$$

ここで、 S_1 は 24mm^2 、 N_1 は13回巻である。

図5に、(11)式の関係を示す。図5より、巻数 N_2 を N_1 の約4分の1より多く設計することで、コアの断面積 S_2 を S_1 よりも小さくできることがわかる。

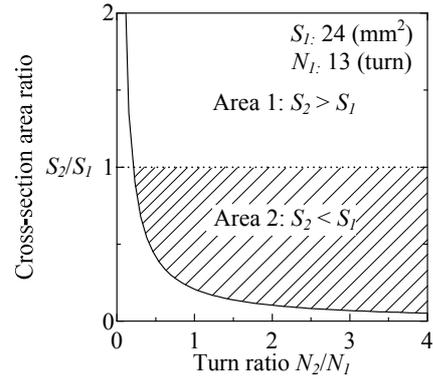
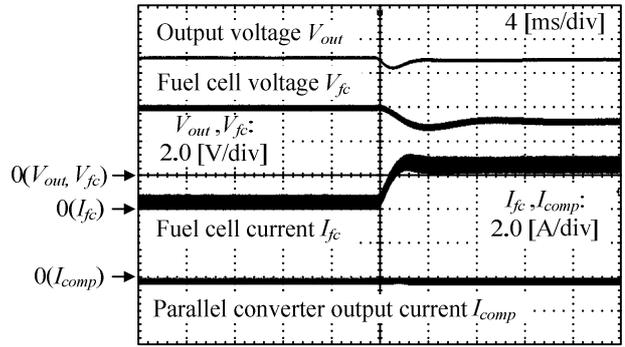
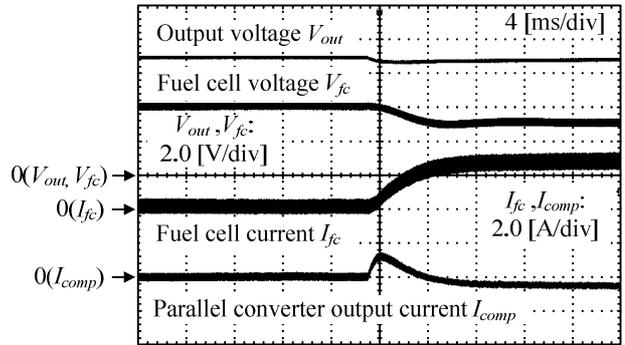


Fig. 5. Cross-section area of the core.



(a) Series compensation only (proposed circuit 2).



(b) Series-parallel compensation (proposed circuit 2).

Fig. 6. Voltage waveforms and current waveforms for increasing output power.

4. 実験結果

〈4・1〉直並列補償動作の検証

図6(a)に並列コンバータが停止状態における提案回路2の出力電力増加時の実験結果を示す。負荷は、昇圧時で出力電力を2Wから20Wに増加させている。ここで使用しているリアクトルは、 L_{comp} 、 L_{out2} ともに $30\mu\text{H}$ である。図6(a)より、出力電力が急変すると、燃料電池の電流も急変することを確認できる。また、出力電圧が約10%以上変動する。

図 6(b)に提案手法を用いた提案回路 2 における実験結果を示す。条件は、図 6(a)と同じである。図 6(a)では燃料電池の電流変動が急峻であるのに対して、図 6(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、出力電圧の変動も図 6(a)の約 1/2 に抑えられている。

〈4・2〉 提案回路の効率

図 7 に提案回路の効率を示す。使用するリアクトルは、図 6 と同じである。また、定常動作を前提とし、並列コンバータを停止させて効率を測定している。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。結果より、どちらの場合も燃料電池電圧が目標出力電圧(7.2V)付近で 98.8%, 99.1%と高効率を達成している。提案回路 2 の最高効率および降圧時の効率が提案回路 1 の効率よりも高いのは、提案回路 2 において、リアクトル L_{comp} に電流が流れず、提案回路 1 に比べてリアクトルの損失が少ないためである。

〈4・3〉 損失解析

図 8 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 8 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明らかにした。

〈4・4〉 燃料電池のリプル電流

図 9 に、設計したリアクトルを用いた燃料電池のリプル電流の測定結果を示す。実験結果より、設計したリアクトルは、最大リプル電流を設計値以内に抑制していることを確認できる。実験結果が理論値と一致しないのは、理論計算に、リアクトルの巻線抵抗、配線インダクタンスおよびデッドタイムなどを考慮していないためである。特に、補償電圧の非常に小さい $V_{fc}=7V$ においては、誤差が大きくなるが、燃料電池の最大リプル電流を設計値以内に抑制できていることから問題ない。

5. 結論

本論文では、リアクトルの接続位置の異なる 2 つの直並列補償回路を紹介し、リアクトルの設計方法を明らかにした。その結果、提案回路 2 では、提案回路 1 よりも大きなリアクトルを用いることで、燃料電池のリプル電流を同じにできることを確認した。

参考文献

- (1) 折川幸司,伊東淳一:「燃料電池用直並列補償方式 DC-DC コンバータのリアクトル設計法」平成 22 年電気学会産業応用部門大会,1-130,2010

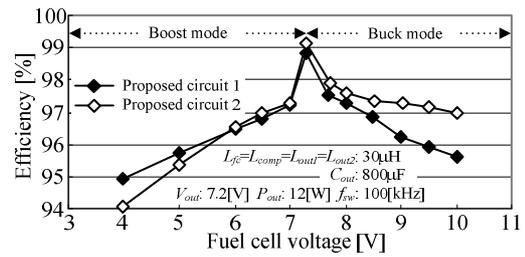


Fig. 7. Efficiency of the proposed circuit.

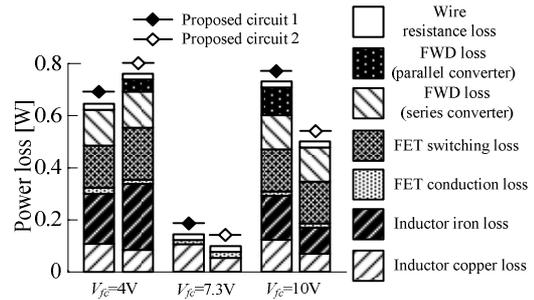
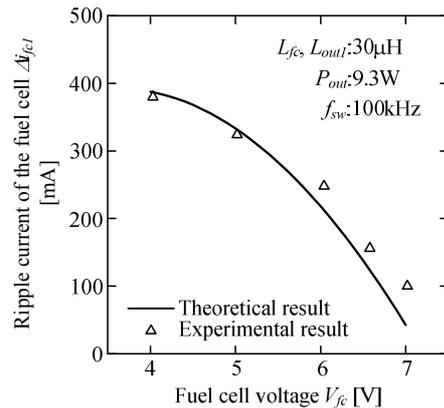
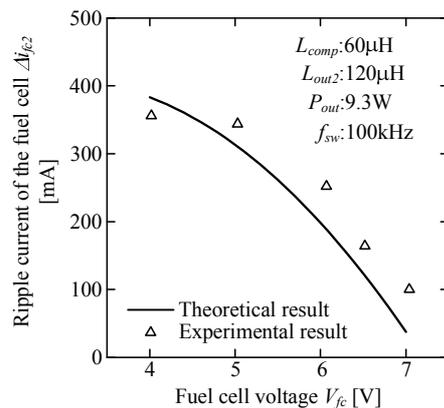


Fig. 8. Loss analysis of the experimental result.



(a) Proposed circuit 1.



(b) Proposed circuit 2.

Fig. 9. Comparison of the ripple current of the fuel cell.