高効率 DC-DC 変換技術を応用した燃料電池用パワーコンディショナ

栗尾 信広* 奥田 博*

長谷部 孝弥* 長瀬 只雄*

Development of Power Conditioning System for fuel cell system adopts the high efficient DC-DC conversion technology

Nobuhiro Kurio*, Hiroshi Okuda*, Takaya Hasebe*, Tadao Nagase*

Abstract - A novel zero current switching (ZCS) dual full bridge dc-dc converter and power conditioning system (PCS) for fuel cell system adopts the proposed dc-dc converter are presented. An experimental implementation shows the efficiency of the proposed converter higher than 98% at maximum. Prototypes of PCS also obtained high conversion efficiency at low voltage and high current dc input operation of fuel cell.

キーワード : DC-DC コンバータ, 燃料電池, パワーコンディショナ

Keywords : DC-DC converter, Fuel cell, Power conditioning system

1. まえがき

近年地球温暖化が問題視されている中で、燃料電池システムは環境にやさしい次世代の省エネルギー機器として、有害ガス発生量の削減が可能なこと、発電効率の高さと熱利用が相まって高効率なシステムであること、燃料を化石燃料のみに依存しないことなどから、次世代を担うエネルギー源として注目されている。

2005年度からはガス・エネルギー関連会社などによる一般家庭向けのレンタル・リースによる商用化の取り組みも開始され、2010年からの本格的な普及を目指して開発が進められている。

当社では独自の方式を用いた直流低電圧大電流入力に対して、高効率特性を得ることができる絶縁型DC-DCコンバータを開発し、その技術を応用した燃料電池用パワーコンディショナの開発を行ったので報告する。

2. 燃料電池用パワーコンディショナ概要

燃料電池用パワーコンディショナは、燃料電池によって

発電された直流電力を家庭や工場などで使用可能な交流電力に変換し、安全に商用電力系統との連系運転（並列運転）を行う装置である。燃料電池システムの例を図1に示す。

図1. 燃料電池システム例

燃料電池システム用のパワーコンディショナとして求められる機能を下記に示す。

2.1 直流（燃料電池）電流制御機能

燃料電池全体を制御するシステムコントローラからの電流指令値に従って燃料電池の出力電流を高精度に定電流制御する。電流指令値からの逸脱は燃料電池セルの損傷につながるため、連系中の商用電力系統の擾乱（過渡変動）など外乱の影響を受けることなく燃料電池出力電流値を常に指令値へ追従・維持しなければならない。

2.2 系統連系保護

燃料電池システムを商用電力系統と連系運転する為には、電気設備技術基準に準拠することが求められている。また

* 日新電機株式会社 技術開発研究所 システム研究センター
〒615-8686 京都市右京区梅津高畝町 47
Nissin Electric Co.,LTD. R&D Laboratories
Power Equipment and System Control Development Center
47,UMEZU-TAKASE-CHO,UKYO-KU,KYOTO,615-8686

燃料電池システムにより発電された電力を電力会社に売電しない場合には、逆電力潮流抑制機能を装備する必要がある。

2.3 高い電力変換効率

燃料電池の発電原理は、太陽光発電など自然エネルギーを用いた分散電源とは異なり、都市ガスや灯油などから改質器により水素を生成し、その水素と酸素の化学反応で発電している。燃料コストの低減には燃料電池システムとして発電効率が高いことが重要で、パワーコンディショナにも高い電力変換効率が求められる。

2.4 燃料電池用パワーコンディショナ構成

燃料電池用パワーコンディショナの構成を図2に示す。主回路は燃料電池からの直流電力（電圧）をDC-DCコンバータで昇圧し、その後DC-ACインバータで交流に変換する。

単相三線商用電力システムへの連系運転を考えた場合、パワーコンディショナから交流200Vを出力するにはDC-ACインバータの入力電圧として直流400V程度が必要となる。太陽光発電用パワーコンディショナでは入力電圧範囲が200～400V程度であるのに対し、燃料電池では数kWの容量であっても定格電池電圧が低く、低電圧大電流出力仕様（数十V、数十～数百A）が一般的である。

よって燃料電池用パワーコンディショナのDC-DCコンバータはこの低電圧大電流の入力を直流400V程度まで昇圧することと、同時に高効率であることが求められる。

3. 高効率DC-DC変換技術

今回電流の転流現象を利用した Zero Current Switching(以降：ZCS)技術を用いて、高効率DC-DCコンバータの開発を行った。

3.1 基本回路構成

DC-DCコンバータ基本回路を図3に示す。構成は二群の単相フルブリッジインバータ(INV1, INV2)の出力側にそれぞれ直列コンデンサ(C1, C2)、高周波トランス(T1, T2)が接続される。直列コンデンサ(C1, C2)は転流動作を補助する役割と、変圧器の直流偏励磁抑制効果を併せ持つ。高周波トランスの二次側にはそれぞれフルブリッジの整流ダイオード回路(DA1, DA2)が接続され、平滑の直流リアクトル(L1)と電解コンデンサ(CE1)が接続される。

実回路では、スイッチング素子Qには低オン抵抗のMOSFETを並列使用し、直列コンデンサCには高周波特性に優れた大電流通電可能なフィルムコンデンサを、高周波トランスTのコア材には高周波特性にすぐれたフェライトを、巻線には銅損低減のためリッツ線を使用している。

また、図3のUNIT(A)は大電流通電時の低損失化を考慮し、厚銅箔の多層大電流プリント基板にて構成した。

図3. DC-DCコンバータ基本回路図

図2. 燃料電池用パワーコンディショナ

3. 2 動作説明

$INV1$, $INV2$ の出力電圧を V_{INV1} , V_{INV2} , 出力電流を I_1 , I_2 , $C1$, $C2$ の印加電圧を V_{C1} , V_{C2} , $T1$, $T2$ の一次側電圧を V_{T1} , V_{T2} , とした各部電圧, 電流の動作波形を図4に示す。

$Q1 \sim Q8$ の電圧電流波形(MOSFETのドレインソース間電圧 V_{Q1} とドレイン電流 I_{Q1})を図5に示す。

MODE 1～4時の通電素子と経路を図6に示す。

(電圧, 電流の向きは図6 MODE 1参照)

1) スwitchング方式

① $INV1$, $INV2$ スウィッチングパターン

$Q1 \sim Q8$ のスウィッチングは 180° 通電で, インバータ出力電圧が 120° 幅の一般的な単相Hブリッジ矩形波インバータである。(図4[I], [IV]参照)

② $INV1$ と $INV2$ のスウィッチング位相関係

出力電圧の位相関係は, $INV2$ が $INV1$ に対して $1/4$ 周期($=90^\circ$)遅れとする。(図4[I], [IV]参照)

図4. DC-DCコンバータ動作波形

2) ZCSの原理

ZCS動作時の $C1$, $C2$ の電圧波形は図4.[III] V_{C1} , [VI] V_{C2} となり, この電圧がそれぞれの $INV1$, $INV2$ の出力電圧, 図4.[I] V_{INV1} , [IV] V_{INV2} に重畳することによって, 高周波トランス $T1$, $T2$ の一次側電圧は立ち上がりの振幅が大きくなった, 図4.[I] V_{T1} , [IV] V_{T2} の波形となる。

一方, 高周波トランスの二次側はダイオードブリッジ $DA1$, $DA2$ により整流されて, 並列接続となるので, 出力電流は $INV1$ か $INV2$ のいずれか振幅の大きなインバータから供給される。

① 直列コンデンサ $C1$, $C2$ の働き

$C1$, $C2$ による出力電圧 V_{INV1} , V_{INV2} への電圧重畳が無い場合, 図4, 5で示すMODE 2, 4, 6, 8では単に同一振幅のインバータの並列運転となり, それぞれのインバータは, DC-DCコンバータ負荷の要求

図5. 各スウィッチング素子の電圧電流波形

(MODE 1)

(MODE2)

(MODE3)

(MODE4)

図6. 各MODEにおける通電素子と経路

する電流を均等に分担(1/2電流値)し、MODE 2→3, 4→5, 6→7, 8→9において、ターンオフに転ずるインバータアーム素子Qは出力電流の1/2の電流を遮断(ハードスイッチング)することとなる。

一方、本回路では並列出力運転となるMODE 2, 4, 6, 8においてINV 1, INV 2の出力電圧 V_{INV1} , V_{INV2} へのC 1, C 2電圧の重畳によってT 1, T 2の一次側電圧 V_{T1} , V_{T2} の振幅絶対値に次の大小関係が生じる。

■MODE 2 :

$$|V_{T1}(=V_{INV1}+V_{C1})| > |V_{T2}(=V_{INV2}+V_{C2})|$$

■MODE 4 :

$$|V_{T1}(=V_{INV1}+V_{C1})| < |V_{T2}(=V_{INV2}+V_{C2})|$$

絶対値で考えれば、MODE 6はMODE 2と、MODE 8はMODE 4に同じである。

C 1, C 2電圧の重畳による振幅差にて、MODE 2, 4, 6, 8の並列出力運転期間中に出力電流は振幅の小さいインバータから振幅の大きいインバータへ自然に転流するため、スイッチング素子Qでのハードスイッチングによる電流遮断が無い(ZCSが行われている)。

②各MODEにおける通電素子と経路

基本回路内の通電素子と電流通流経路、電流の向きを図6に示す。

図4, 図5のMODEに沿い動作説明を行う。

■MODE 1 :

電流はQ 6, Q 7のみに流れている。

■MODE 2 :

Q 6, Q 7に流れていた電流がQ 4のターンオン(ZCS)にてQ 1, Q 4へ転流する(Q 1はQ 4のターンオン前にZCSにてターンオンしている)。この後Q 6, Q 7に流れていた電流が零に減衰する。

■MODE 3 :

Q 6, Q 7の電流が零になった後、Q 6がターンオフ(ZCS)する。電流はQ 1, Q 4のみに流れている。

■MODE 4 :

Q 1, Q 4に流れていた電流がQ 8のターンオン(ZCS)にてQ 5, Q 8へ転流する(Q 5はQ 8のターンオン前にZCSにてターンオンしている)。この間Q 1, Q 4に流れていた電流が零に減衰する。

■MODE 5～8は、MODE 1～4と同様の動作にてZCSが行われる。

3. 3 大容量DC-DCコンバータ回路構成

基本回路を多段化することによりDC-DCコンバータの大容量化を図る。図7に回路図を示す。

図7. 大容量DC-DCコンバータ回路図

大容量化において、直流入力側は基本回路（UNIT1～n）を並列接続し、二群のインバータ出力に付加された高周波トランスの二次側をそれぞれ直列に配線する。これは直流側を並列接続したときに問題となる基本回路間の横流発生を防止している。

3. 4 入力12kW DC-DCコンバータ

今回、試作を行った入力定格12kW DC-DCコンバータの仕様を表1に、外観、質量、外形概要を図8に示す。

また、直流入力電圧48V一定時の入力電流に対する電力変換効率(制御電力損失除く)を図9に示す。

表1. 12kW DC-DCコンバータ仕様

定格入力電圧	48V
定格入力電流	250A
定格入力容量	12kW
電力変換効率	97%以上($I_{in}>30A$)
定格出力電圧	425V
入/出力昇圧比	1:9
制御電力	11W
一次/二次絶縁方式	高周波絶縁方式
スイッチング素子駆動周波数	25kHz
UNIT数	6st
冷却方式	自冷(オープンラック時)
保護(UNIT毎)	・過電流(バリヒューズ [®] 挿入) ・基板表面温度上昇

図8. 12kW DC-DCコンバータ外観

図9. 12kW DC-DCコンバータ電力変換効率

電力変換効率は定格入力電流250A時に97.4%，100A時に98%以上を達成した。また、定格入力電流の12%以上において97%以上の効率で、広範囲に渡り高効率を達成している。

なお、本DC-DCコンバータは、パルス幅制御による出力電圧調整を行うと、高効率の条件であるZCSを維持できない。特に低圧大電流となる燃料電池用パワーコンディショナ用途ではDC-DCコンバータ部における効率低下を避けるため、定昇圧比を持った電圧ブースタとして適用している。

また、本DC-DCコンバータは高周波変圧器によって一次側と二次側が絶縁されているため、これを応用したパワーコンディショナにおいては、直流側（燃料電池側）と交流側（商用系統側）を完全に絶縁することができ、万一燃料電池が地絡した場合でも、系統に悪影響を及ぼさない安全なシステムとなっている。

4. 燃料電池用パワーコンディショナ仕様

4. 1 仕様

当社にて開発を行った燃料電池用パワーコンディショナ 6 kW機, 10 kW機の仕様を表 2 に示す。

DC-ACインバータ部のスイッチングは三角波比較 PWM制御方式で、素子には I PMを用いた。前段の DC-DCコンバータを昇圧比一定で使用していることから、交流出力電圧の振幅は、DC-ACインバータのモジュレーションによって制御している。

表 2. パワーコンディショナ仕様

項 目	6 kW機	10 kW機
制御方式	入力電流制御	
商用系統接続方式	単相 3 線式	
絶縁方式	高周波トランス絶縁方式	
主回路方式	DC-DC コンバータ+DC-AC インバータ	
定格入力電圧	DC 48 V	
定格出力電圧	AC 200 V±10%	
定格出力電力	6 kW	10 kW
電力変換効率	93% (制御損失含む)	
出力基本波力率	0.98 以上 (出力 50% 以上にて)	
電流ひずみ率	総合 5% 以下, 各次 3% 以下	
単独運転検出機能	・受動方式: 電圧位相飛躍検出方式 ・能動方式: 無効電力変動方式	
主な保護項目	DC 入力異常, AC 出力異常 コンバータ異常, インバータ異常, 系統異常, 制御電源異常, DC 漏洩検出, 逆充電検出	
容積/質量	87 ℓ/80kg	120 ℓ/130kg
設置形態	屋 内	

4. 2 電力変換効率

図 10 に 10 kW パワーコンディショナの出力-効率特性を示す。(制御損失含む効率)

図 10. 10 kW 機効率

最大効率 93% 以上, 定格入力の 75%~100% 領域で効率 92% 以上, 25% でも効率 90% 以上を得ている。

4. 3 外観

6 kW 機の外観を図 11 に, 10 kW 機の外観・内部構造を図 12 示す。

図 11. 6 kW 機 外観

制御回路部

図 12. 10 kW 機外観・内部構造

5. むすび

この度, 電力変換効率が定格時 97% 以上, 最高で 98% に達する高効率 DC-DC 変換技術を応用し, 入出力が絶縁された燃料電池用パワーコンディショナの開発を行い, 電力変換効率 93% 以上を達成した。

今後は, 本 DC-DC コンバータを他のアプリケーションに適用していくとともに, 効率への影響の少ない出力電圧調整機能の開発を進めていく。

(2005 年 6 月 25 日発表)

参考文献

- (1) 電気評論 2005 年 4 月号
「定置型燃料電池パワーコンディショナの開発」
- (2) 電気学会: 「半導体電力変換回路」
- (3) F. Blaabjerg et al.: Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS Vol. 19, No. 5, Sep. 2004

【質 疑】

同志社大学・井上馨氏

【質問１】パワーコンディショナへの入力電流は一定値に制御しているが、どのような制御を行っているのか。

【回答１】DC／ACインバータ側にてパワーの制御を行い、DC／DCコンバータ側が一定電流になるように制御しています。

【質問２】DC－DCコンバータ部は直列コンデンサを使って転流させて零電流スイッチングを実現しているが、静電容量の選び方はどのようにしているのか？

【回答２】INV1とINV2の間の転流動作は双方が電圧を出力している図4.図5.のMODE2, 4, 6, 8で行なわれますが、転流がこの所定の時間内で完了するような電流の傾きを得る V_{T1} と V_{T2} の電圧差(ΔV)を発生させる必要があります。 ΔV はコンデンサの静電容量を小さくするほど大きく、逆に静電容量を大きくすると小さくなります。(後述(A))

【質問３】DC－DCコンバータ部の転流時の電流がほぼ線形的に上昇・減少しているが、転流時間は何によって決定されるのか。また、入力電流が変化しても転流時間は変化しないのか。

【回答３】転流時間は高周波トランス $T1$, $T2$ のリーケージインダクタンスと直列コンデンサ $C1$, $C2$ のキャパシタンスで決まります。(後述(B))

(入力電流が変化すると直列コンデンサの電圧が変化し、それにより、 V_{T1} と V_{T2} の電圧差が変わり di/dt も変化します。すなわち大電流時には電流変化率が大きくなり、小電流時には小さくなります。)

【質問４】DC－DCコンバータの基本回路を多段化する場合に入力側を並列、出力側を直列にするのは大電流入力・高電圧出力化するためか。

【回答４】大電流入力化に関しては、そのとおりです。高電圧化に関しては、単に高電圧にするのであれば、トランスの巻数の調整をすれば実現でき、あくまでも基本回路間の横流を抑制するために2次側を直列にします。

(株) ジーエス・ユアサ パワーサプライ・山口雅英氏

【質問１】DC－DCコンバータにおいて、ZCSは各コンバータ(UNIT)の特性の差によらず必ず達成されるのか(回路のバラツキなどの影響はないか)。

【回答１】UNIT内部品の精度差の範囲ではZCS動作への影響はありません。

【質問２】DC－DCコンバータは定昇圧比のため入力電圧が高い場合に出力電圧が上昇するが、その対策はどのようにしているか。

【回答２】入力の最大電圧仕様にてDC－DCコンバータの2次側の回路電圧上限を決定します。入力の範囲が広い場合はインバータ側の半導体素子の耐圧を上げる(600V耐圧→1200V耐圧)ことにより対策しています。

【質問３】パワーコンディショナの起動方法はどのようにしているのか。

【回答３】起動時は抵抗投入にて、パワーコンディショナ回路内の充電を行います。

大阪府立工業高等専門学校・伊与田功氏

【質問１】損失の内訳は？

【回答１】DC－DCコンバータ部損失内訳

(高周波トランス38%, 整流ダイオード23%, スwitchング素子18%, DCL10%, ヒューズ2%, その他9%)

パワーコンディショナ全体損失内訳

(DC－DCコンバータ39%, DC－ACインバータ52%, 制御損失9%) となります。

【質問２】DC－DCコンバータ部のインバータ、トランス等の利用率が低いように思うが、コスト的にはどうなっているのか。

【回答２】DC－DCコンバータ部は二群の単相フルブリッジインバータ構成としているため、一群あたりの動作Dutyは50%(1アームあたり25%)と回路の利用率は低く、部品点数も多くなっていますが、スイッチング素子に関してはZCSを行っているため、はねあがりの電圧が小さく、素子の電圧利用率が高くなっています。コストに関しては、単位UNITを標準化しており、必要容量に応じた単位UNIT数量を用いてシリーズ化(1kW～10kWで同一単位UNITを使用できる)が可能で、このユニットの量産により低コスト化を図ることが可能と考えております。

【質問 1】図 4，図 5 の MODE 2，4，6，8 の電流の傾きは何で決まっているのか。

【回答 1】高周波トランス T_1 ， T_2 のリーケージのインダクタンスと C_1 と C_2 の直列コンデンサが転流の重要な要素となっています。

【質問 2】DC-DC コンバータにおいて高周波トランスのリーケージのインダクタンスは動作説明の等価回路で示しておく必要があるのではないかな。

【回答 2】図 3 の DC-DC コンバータ基本回路の等価回路を図 13 に示します。

図 13. DC-DC コンバータ等価回路

図中の記号は図 3 と同じ部品を示し，高周波トランス T_1 ， T_2 のリーケージのインダクタンスを，それぞれ L_{T1} ， L_{T2} ，またそこに流れる電流を i_{T1} ， i_{T2} ，2 次側の L_1 を流れる電流を i_{L1} ，転流時間を t_c (図 4，5 の MODE 2，4，6，8 の期間)， $V_{T1}(=V_{INV1}+V_{C1})$ ， $V_{T2}(=V_{INV2}+V_{C2})$ の電圧差を ΔV として，MODE 4 ($V_{T1} < V_{T2}$ の場合) の転流動作について説明します。

転流中の V_{T1} ， V_{T2} は

$$V_{T1} = L_{T1} \cdot (di_{T1}/dt) \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$V_{T2} = L_{T2} \cdot (di_{T2}/dt) \quad \dots\dots\dots (2)$$

と表すことができ， V_{T1} ， V_{T2} の電圧差は

$$\Delta V = V_{T2} - V_{T1} \quad \dots\dots\dots (3)$$

であり，(3) 式に (1)，(2) 式を代入すると

$$\Delta V = L_{T2} \cdot (di_{T2}/dt) - L_{T1} \cdot (di_{T1}/dt) \quad \dots\dots\dots (4)$$

となります。

また， T_1 ， T_2 は同特性であることから，

$$L_{T1} = L_{T2} = L_T \quad \dots\dots\dots (5)$$

とし (L_1 は L_{T1} ， L_{T2} に比べ充分大きいものとしまず)，回路電流については，

$$i_{T1} + i_{T2} = i_{L1} \quad \dots\dots\dots (6)$$

の関係が成り立ち，転流中 ΔV はほぼ一定なので， i_{T1} は

次式のように表すことができます。

$$i_{T1} = i_{L1} - (\Delta V / 2 L_T) \cdot t_c \quad \dots\dots\dots (7)$$

この式から i_{T1} は初期値を i_{L1} として，転流中は直線的に減少することが判ります。

転流時間 t_c は，(7) 式にて $i_{T1} = 0$ とおくことで求め，

$$t_c = i_{L1} \times (2 L_T / \Delta V) \quad \dots\dots\dots (8)$$

となります。

ここで， $C_1 = C_2 = C_s$ とすると， ΔV は

$$\Delta V = 2 \times (1 / C_s) \times (i_{L1} \cdot t_c) \quad \dots\dots\dots (9)$$

で表すことができ，これを直列コンデンサ容量 C_s について解くと，

$$C_s = (2 / \Delta V) \times (i_{L1} \cdot t_c) \quad \dots\dots\dots (10)$$

となります。(A)

さらに，(9) 式を (8) 式に代入して t_c について解くと

$$t_c = \sqrt{C_s \times L_T} \quad \dots\dots\dots (11)$$

となり，転流時間 t_c は電流に関わらず C_s と L_T で決まることが判ります。(B)