

# AC/DCパワーステーションの高効率化

## Efficiency Improvement of AC/DC Power Station

田舎片 悟\* · 小林 晋\*\* · 馬場 朗\* · 松尾 博文\*\*\* · 末富 正之\*\*\*  
 Satoru Inakagata · Susumu Kobayashi · Akira Baba · Hirofumi Matsuo · Masayuki Suetomi

家庭用配電システムのAC/DC電力を制御するパワーステーションの基幹モジュールである絶縁型双方向AC/DCコンバータにおいて、非絶縁型双方向AC/DCコンバータと高周波絶縁型双方向DC/DCコンバータを直列に接続した構成とするとともに、DC/DCコンバータに共振型スイッチング方式を採用することで、高効率化と小型化を実現した。

開発品は変換効率94%と従来品比20%の小型化を達成しており、これを使用したパワーステーションでは、従来品に比較して商用電力使用量を9.5%削減できることをシミュレーションで確認している。

We have achieved high power conversion efficiency and downsizing of an isolated-type bidirectional AC/DC converter, which is the main module of a power station used to control home AC/DC power. This converter consists of non-isolated-type bidirectional AC/DC converter and high-frequency isolated-type bidirectional DC/DC converter connected in series, and resonance-type switching is adopted to the DC/DC converter for high efficiency.

As a result, power conversion efficiency of 94% and 20% reduction in volume has been achieved. A simulation result for power station using this converter shows 9.5% reduction of commercial power consumption compared to the previous model.

### 1. ま え が き

近年、地球温暖化による異常気象の発生や生態系への影響が懸念されており、その要因であるCO<sub>2</sub>の排出量削減に対する取組みが世界的に行われている。

当社においても、家庭部門のエネルギー消費量削減を目的に、太陽光発電等の創エネルギー機器や蓄電池等の蓄エネルギー機器（以下、分散電源と記す）を連携制御し、かつ交流系統につなぐことができる次世代型配電システムであるパワーステーション（以下、PSと記す）の開発を行っている（図1）。

PSでは、日中は太陽光発電の余剰電力を売電または蓄電し、夜間は蓄電池から放電するといった制御によって商用電力の使用量を削減することが可能である。PSは、商用系統からの入出力を行う絶縁型双方向AC/DCコンバータ、太陽電池出力からの電圧変換を行うMPPT（Maximum Power Point Tracking：最大電力点追従）制御方式DC/DCコンバータ、蓄電池との充放電制御を行う双方向DC/DCコンバータによって構成される。ここで商用系統との接続に絶縁型双方向AC/DCコンバータを採用する理

由は、買電と売電に対応できる双方向性と、安全面から入出力間の絶縁性が必要なためである。

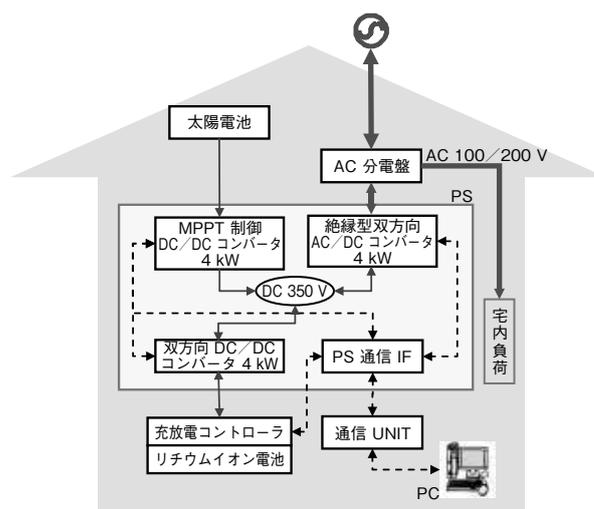


図1 AC/DCパワーステーションの構成

従来の絶縁型双方向AC/DCコンバータは絶縁部に商

\* 新規商品創出技術開発部 New Product Technologies Development Department

\*\* 先行技術開発研究所 Advanced Technology Development Laboratory

\*\*\* 国立大学法人 長崎大学 大学院工学研究科 Graduate School of Science and Technology, Nagasaki University

用周波数絶縁トランスを採用している。しかし、商用電源の周波数（50/60 Hz）に対応するために形状が大きく、小型化が課題である（図2）。

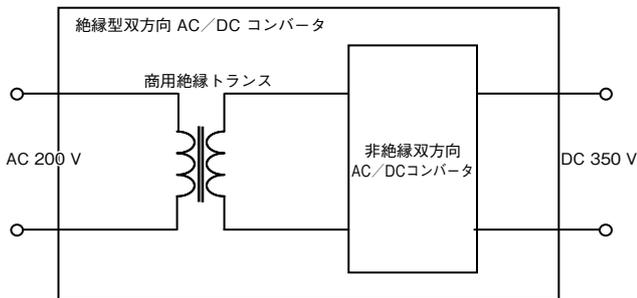


図2 従来の絶縁型双方向 AC / DC コンバータ

そこで筆者らは、図3に示すように絶縁型双方向 AC / DC コンバータを非絶縁型双方向 AC / DC コンバータと高周波絶縁型双方向 DC / DC コンバータで構成することにより、小型・高効率化をねらう。

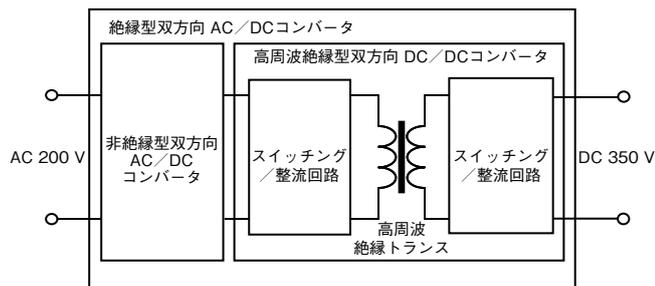


図3 開発する絶縁型双方向 AC / DC コンバータ

## 2. 非絶縁型双方向 AC / DC コンバータ回路

非絶縁型の双方向 AC / DC コンバータは正弦波 PWM 方式を採用する。図4において、四つのスイッチ Q1, Q2, Q3, Q4 から成る部分は AC を入力とするとき、昇圧型コンバータとして動作する。また、DC を入力とするときは降圧型コンバータとして動作する。

### (1) AC → DC 変換時

- ① Q4 が ON して L1 → Q4 → D3 の経路で電流が流れ、L1 にエネルギーを蓄積する。
- ② Q4 が OFF して L1 → D2 → DC 入出力端子 → D3 の経路で電流が流れ、L1 のエネルギーを放出する。
- ③ Q3 が ON して Q3 → D4 → L1 経路で電流が流れ、L1 にエネルギーを蓄積する。
- ④ Q3 が OFF して D1 → DC 入出力端子 → D4 → L1 経路で電流が流れ、L1 のエネルギーを放出する。

### (2) DC → AC 変換時

- ① Q2 および Q3 を PWM 信号によって ON / OFF し、L1 および C1 において平滑化して正弦波の正側の半波を生成する。

- ② Q1 および Q4 を PWM 信号によって ON / OFF し、L1 および C1 において平滑化して正弦波の負側の半波を生成する。

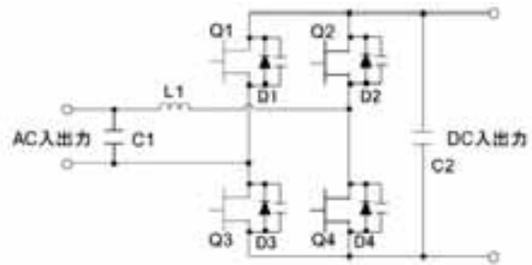


図4 非絶縁型双方向 AC / DC コンバータ

図5に AC / DC コンバータの制御ブロックを示す。この制御に採用している誤差追従方式は、系統に並列接続しても短絡容量を増加させないこと、高調波の吸収や無効電力の補償を行うことなどの特徴を備えている。

誤差追従方式の基本動作は図6に示すように、AC ラインに同期した基準正弦波データを作り、DC 電圧および DC 電流から力行 / 回生の極性を含むゲインを求めて掛け合わせた目標電流値  $j(t)$  を生成し、実際に流れている AC 電流との差 (= 誤差)  $\Delta i(t)$  が回路設計で定められた範囲に収まるようにゲートの ON / OFF 制御を行い系統に電流の出し入れを行う。

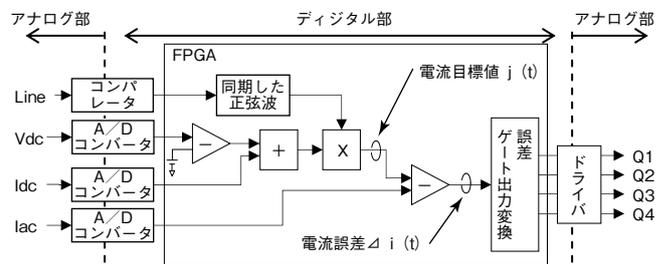


図5 AC / DC コンバータ制御ブロック

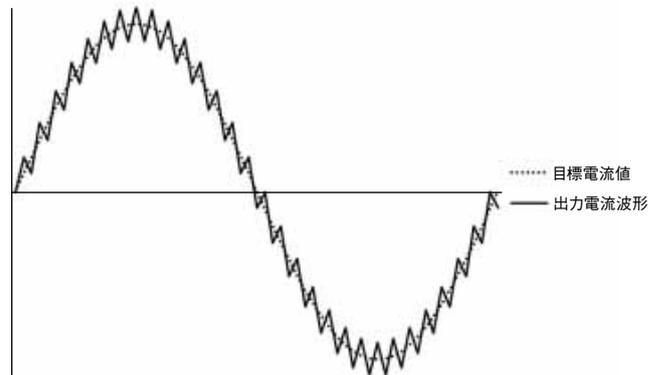


図6 目標電流値と出力電流波形

### 3. 絶縁型双方向DC/DCコンバータ回路

商用電源とDC側との絶縁には、商用電源周波数帯（50 / 60 Hz）の絶縁トランスを用いることが技術的に容易であるが、低周波用のトランスは形状が大きいため小型化のネックとなる。本PSでは、周波数を数十～数百kHzに高めることで小型の高周波トランスの使用を可能とし、双方向DC/DCコンバータによって絶縁と小型化を図っている。

絶縁型双方向DC/DCコンバータの高効率化には、共振型スイッチング方式の採用が有効と考えられるが、これは一般的に単方向の回路を想定した方式であり、双方向における動作は検証されていない。

そこで筆者らは、絶縁型双方向DC/DCコンバータの具体的な回路構成を提案し、共振型スイッチング方式を採用した場合の動作について明らかにするとともに、双方向の共振動作を最適化する方法について示す。

まず、図7に双方向DC/DCコンバータの基本回路を示す。トランスを中心にしてフルブリッジ回路を左右対称に配置し、スイッチング用の各FETには並列にダイオードを設置する。1次側から2次側への電力伝達（以下、力行と記す）時には、図7(a)のように1次側がFETによるスイッチング回路として、2次側がダイオードによる全波整流回路として動作する。また、2次側から1次側への電力伝達（以下、回生と記す）時には、図7(b)のように2次側がFETによるスイッチング回路として、1次側がダイオードによる全波整流回路として動作する。これにより、双方向の電力伝達が一つの回路で可能となる。

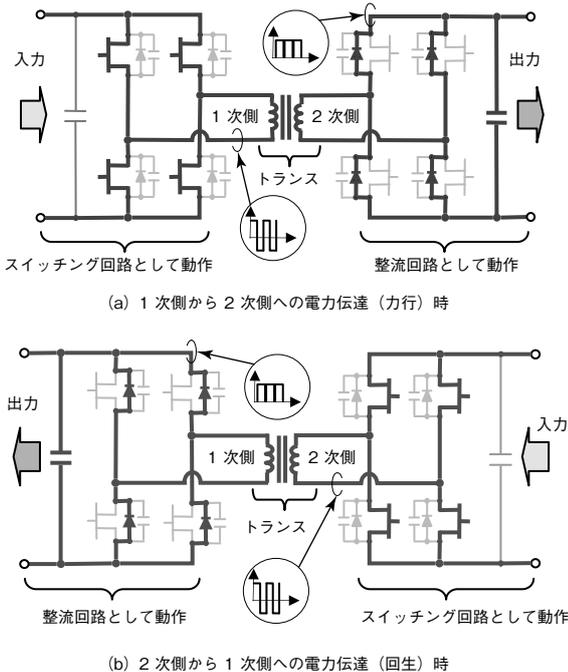


図7 双方向DC/DCコンバータ回路

### 3.1 共振型双方向DC/DCコンバータ回路

本節では、まず一般的な共振型コンバータ回路の動作について説明し、次に共振回路を双方向コンバータに適用した場合の回路動作と課題について示す。

#### 3.1.1 共振型コンバータ回路

共振型とする目的は、スイッチングロスの低減による電力変換効率の改善である。

共振型の説明のため、図8に示す非共振型コンバータ回路の問題点を述べる。この回路では、スイッチングに際し、FETがOFFの間に寄生容量 $C_r$ に電荷が蓄積される。この電荷が、FETのONのタイミングでFETに瞬時電流として流れ込み、スイッチングロスやノイズの原因となる（図9）。

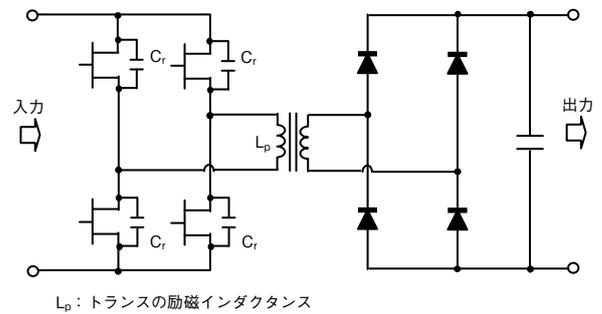


図8 非共振型コンバータ回路

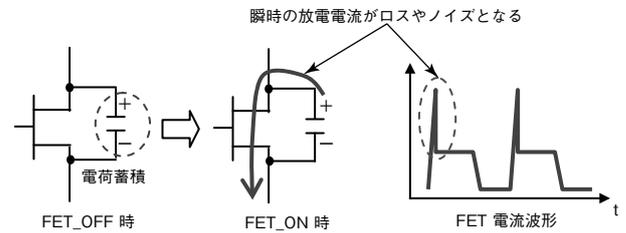


図9 寄生容量 $C_r$ の電荷による損失

このようなスイッチングロスを抑制する方法としては、共振インダクタンス $L_s$ と共振キャパシタンス $C_s$ を追加したLLC共振回路<sup>1)</sup>が使われる（図10）。

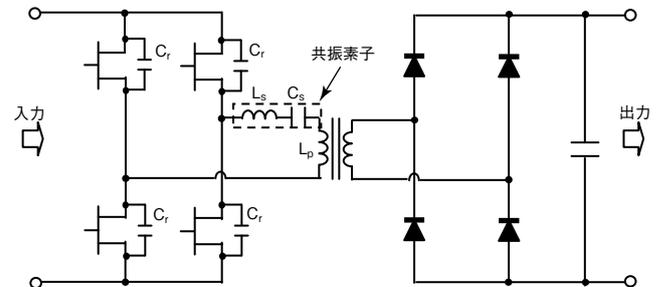


図10 LLC共振型コンバータ回路

この構成では、 $L_s$ と $C_s$ との間および $L_s + L_p$ と $C_s$ との間にそれぞれ共振周波数 $f_{s1}$ 、 $f_{o1}$ が発生する。このときの

$f_{s1}$  と  $f_{o1}$  は、式 (1) および式 (2) となる。

$$f_{s1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s \cdot (L_s + L_p)}} \quad (1)$$

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s \cdot L_s}} \quad (2)$$

この共振を利用し、 $C_r$  端の電荷がもっとも小さくなるタイミングで FET を ON にすることによって、 $C_r$  から FET への電荷の流れ込みが抑制され、瞬時電流による損失の低減が図れる。また、FET のゲートドライブ信号には貫通電流を防止するために FET の ON 時間を調整するデッドタイムが設定されており、このデッドタイムを前記  $C_r$  の電荷がもっとも小さくなるタイミングと一致させることで損失を低減できる。

共振周波数  $f_{s1}$  および  $f_{o1}$  をスイッチング回路の動作周波数近く値に設定することで電流振動が反映された形となり（以下、電流共振と記す）、高調波が低減されて低ノイズ化に有効となる。

なおこのとき、 $f_{o1}$  をスイッチングの動作周波数よりやや高く設定することで 2 次側に伝達される電流波形が正弦波状となり、ダイオードの逆回復電流が低減されて損失の抑制も図られる（図 11）。

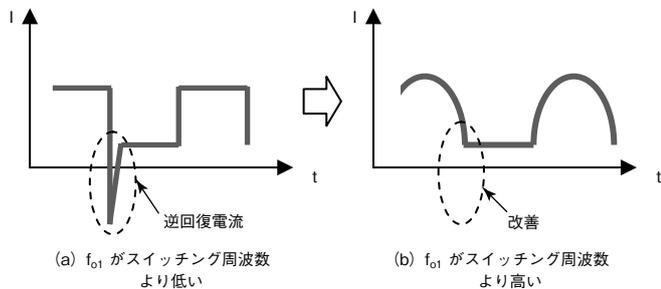


図 11 逆回復電流の改善

### 3.1.2 双方向 DC/DC コンバータにおける共振動作

絶縁型双方向 DC/DC コンバータに共振回路を適用した回路構成を図 12 に示す。

力行時の動作には、一般的な LLC 共振回路と同様に、 $L_s$  と  $C_r$  による部分電圧共振、 $L_s$  と  $C_s$  による電流共振、および  $L_s + L_p$  と  $C_s$  による電流共振がある。

一方、回生時は、2 次側の  $C_r$  と、1 次側の  $L_s$  および  $C_s$  によって共振する。このため、 $L_s$  および  $C_s$  はトランスを介して作用する。

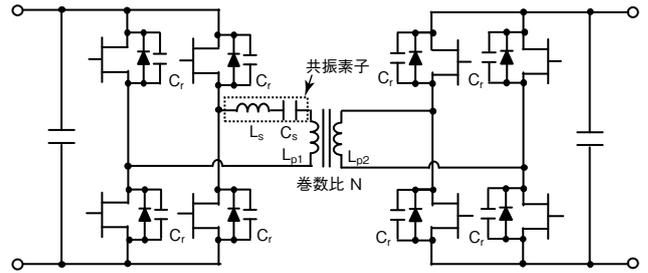


図 12 共振型双方向 DC/DC コンバータ回路

ここで、トランスの巻数比を  $N$ 、密結合トランスの結合係数を  $k \approx 1$  とすると、2 次側から見た  $L_s'$  と  $C_s'$  は式 (3) および式 (4) で表される。

$$L_s' = \frac{L_s}{N^2} \quad (3)$$

$$C_s' = N^2 \cdot C_s \quad (4)$$

回生時の部分電圧共振は 2 次側の FET の寄生容量  $C_r$  と  $L_s'$  によって発生するため、共振周波数  $f_{q2}$  は式 (5) となる。

$$\begin{aligned} f_{q2} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{2C_r \cdot L_s'}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2C_r \cdot \frac{L_s}{N^2}}} \\ &= \frac{N}{2\pi\sqrt{2C_r \cdot L_s}} \end{aligned} \quad (5)$$

また、電流共振は  $L_s'$ 、 $C_s'$ 、 $L_{p2}$  によって発生するため周波数  $f_{s2}$  は式 (6) となる。

$$f_{s2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s' \cdot (L_s' + L_{p2})}} \quad (6)$$

ここで、 $N$  と  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$  には、式 (7) の関係が成り立つ。

$$N^2 = \frac{L_{p1}}{L_{p2}} \quad (7)$$

式 (3)、式 (4)、式 (7) の関係式を式 (6) に代入すると式 (8) が導かれる。

$$f_{s2} = f_{s1} \quad (8)$$

また、 $f_{o2}$  は式 (9) となる。

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s' \cdot L_s'}} \quad (9)$$

同様に、式 (9) に式 (3)、式 (4) を代入すると式 (10) が導かれる。

$$f_{o2} = f_{o1} \quad (10)$$

2次側から見た共振回路の等価回路を図13に示す。

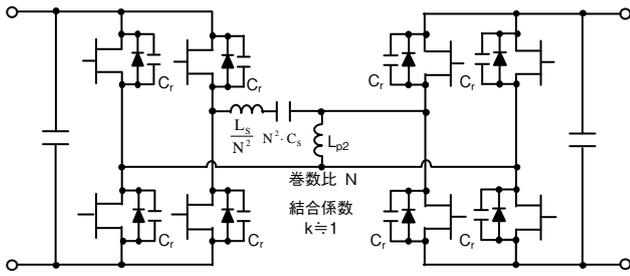


図13 回生時の等価回路

以上のことから、双方向DC/DCコンバータに共振回路を採用する場合は、式(5)のように回生時に部分電圧共振がトランスの巻数比Nの影響を受けて共振周波数が異なるため対策が必要となる。一方、式(8)および式(10)から、電流共振はトランスの影響を受けないため、共振周波数は力行時と一致することから対策は必要ない。

### 3.2 双方向における共振設計

双方向で部分電圧共振の周波数を一致させるため、以下の三つの方法を検討する。

#### (1) トランス巻数比による方法

もっとも簡易な方法はトランスの巻数比をN=1とすることであり、部分共振周波数を双方向において同一にできる。

式(5)においてN=1とすると式(11)になり、力行時の共振周波数と一致する。

$$f_{q2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2C_r \cdot L_s}} = f_{q1} \quad (11)$$

ただし、トランスで昇降圧を行う場合は、N≠1となるため、対策が必要である。

#### (2) デッドタイムによる方法

N≠1の場合、式(5)から部分電圧共振周波数が回生時は力行時のN倍になる。

このときのデッドタイムをT<sub>d2</sub>とすると式(12)となり、回生時は力行時の1/Nのデッドタイムに設定することで、最適な共振動作が可能となる

$$T_{d2} = \frac{1}{4f_{q2}} = \frac{\pi\sqrt{2C_r \cdot L_s}}{2 \cdot N} = \frac{T_{d1}}{N} \quad (12)$$

デメリットとしては、デッドタイムが変動するため、デューティ比への影響や貫通電流の発生が懸念される。

#### (3) 回路構成による方法

N≠1において、部分電圧共振周波数を一致させる回路構成を図14に示す。2次側に、部分電圧共振周波数調整用のC<sub>q</sub>を設置する。図14の構成は部品点数が増加するがデッドタイムの変更が不要である。

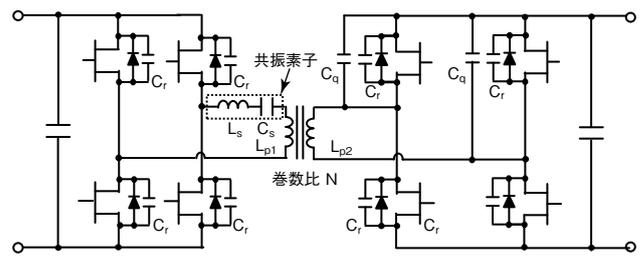


図14 部分電圧共振周波数を一致させる回路構成

以上のことから、回路の設計仕様によって(1)～(3)いずれかの方法で共振周波数を一致させることができる。

### 3.3 開発した回路の動作検証

開発した絶縁型双方向DC/DCコンバータは、双方向AC/DCコンバータの絶縁が目的である。この回路には昇降圧機能が必要ないため、部品点数が少なく制御も容易な前節(1)のトランス巻数比による対策を採用する。

本回路のFETのスイッチングの動作波形を図15、図16に示す。共振周波数をスイッチング周波数よりやや高く設定することで正弦波状の電流の立下がり完了が電圧の立下がり完了よりも早く、ダイオードの逆回復電流が低減されている。また、電流共振波形は力行と回生で一致している。

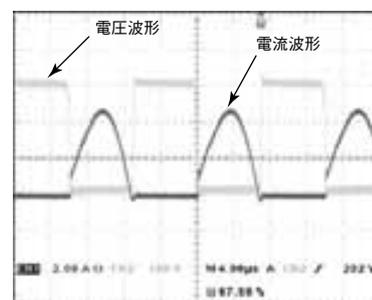


図15 力行時の動作波形

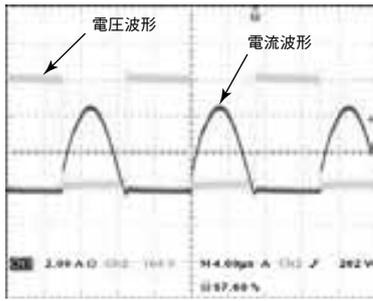


図 16 回生時の動作波形

電力変換効率は、図 17 に示すように力行、回生いずれも定格出力 2 kW のコンバータで 350 W 以上の出力に対して 97.5 % 以上を達成している。

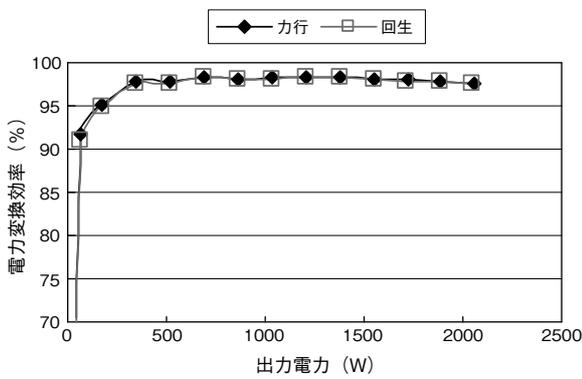


図 17 電力変換効率特性

#### 4. 高効率双方向 AC/DC コンバータ

図 18 は非絶縁型双方向 AC/DC コンバータと絶縁型双方向 DC/DC コンバータを縦続接続した絶縁機能を有する AC/DC コンバータの構成ブロック図である。

コンバータ動作時には、非絶縁型 AC/DC コンバータは、その出力電圧  $E_{DC1}$  をフィードバックすることで安定化させている。一方、絶縁型 DC/DC コンバータは、 $E_{DC2}$  のフィードバック制御を行わずにオープンループで動作させる。これにより、DC/DC コンバータの高効率化を実現できる。

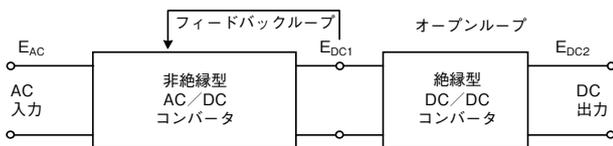


図 18 高効率双方向 AC/DC コンバータ

また、系統連系インバータの機能として必要な電気的特性を表 1 に示す。

表 1 インバータ機能の電気的特性

	項目	内容
入力	定格電圧	DC 350 V
	入力電圧範囲	DC 300~370 V
出力	相数	単相 3 線
	電圧	101/202 VAC (系統電圧追従)
	周波数	50/60 Hz (自動切替)
	電流波形	正弦波電流 25 A (max)
	定格容量	4.0 kW (力率 1.0 時)
	基本波力率	0.95 以上 (定格入出力時)
	総合電流歪み率	5 % 以下 (定格入出力時)

前述の非絶縁型双方向 AC/DC コンバータと絶縁型双方向 DC/DC コンバータを縦続接続した 2 kW のユニットを 2 台並列に接続した 4 kW の出力容量をもつ双方向 AC/DC コンバータの評価を行った。

力行動作では図 19 のように、出力が 2 kW 時近傍において最大の電力変換効率 95.1 % が得られる。また、定格出力電力 4 kW 時近傍では 93.8 %、出力電力が 25 % の 1 kW 時近傍では 94.2 % の効率が得られている。

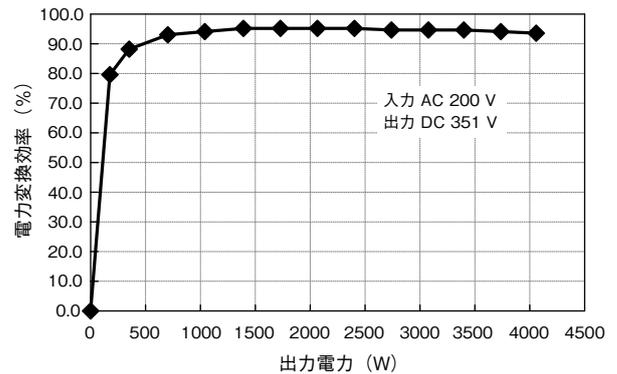


図 19 双方向 AC/DC コンバータ電力変換効率特性(力行)

回生動作では、図 20 のように、出力が 2 kW 時近傍において最大の電力変換効率 95.0 % が得られている。また、定格出力電力 4 kW 時近傍では 94.1 %、出力電力が 30 % の 1.2 kW 時近傍では 94.4 % の効率が得られている。

なお、開発品は高効率であるとともに、従来品比で 20 % の小型化も達成している。

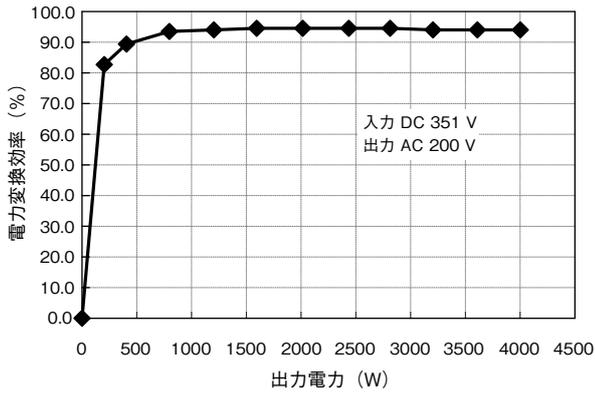


図20 双方向AC/DCコンバータ電力変換効率特性(回生)

## 5. 電力変換効率改善

開発品と、従来方式である低周波トランス+双方向AC/DCコンバータを組み合わせた双方向コンバータとを比較し、その電力変換効率改善効果を確認する。

PS搭載時の実負荷における電力変換効率を、力行時は図21、回生時は図22に示す。

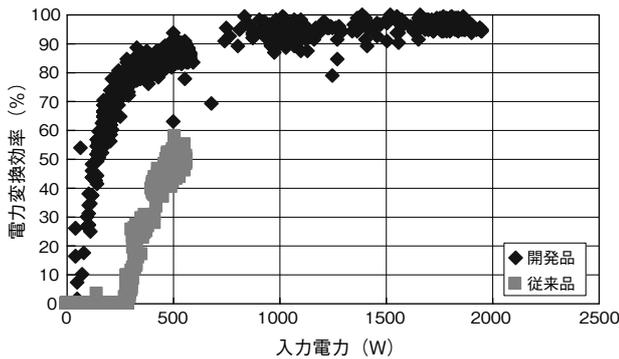


図21 力行時電力変換効率

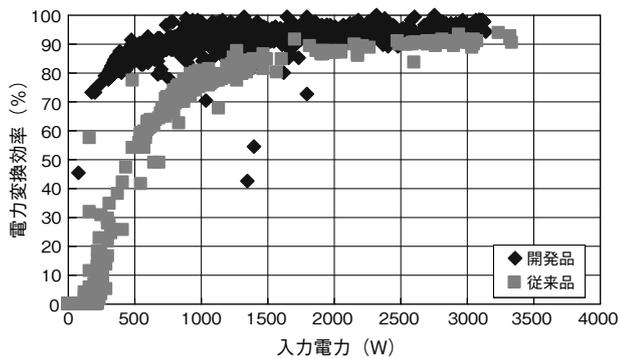


図22 回生時電力変換効率

従来品との比較は条件が異なることから単純にできないため、図21、図22のデータを基にシミュレーションにより行う。本シミュレーションにおいては、従来の双方向コンバータで行った夏季、中間季、冬季の実証実験におけるエネルギー負荷データと日射データを用いる(図23)。なおエネルギー負荷は、季節だけでなく平日と休日にも考慮

した計6パターンを採用している。

この結果、表2に示すように住宅全体における商用電力使用量は、夏季、中間季で10%以上、年間換算でも9.5%削減できることになる。

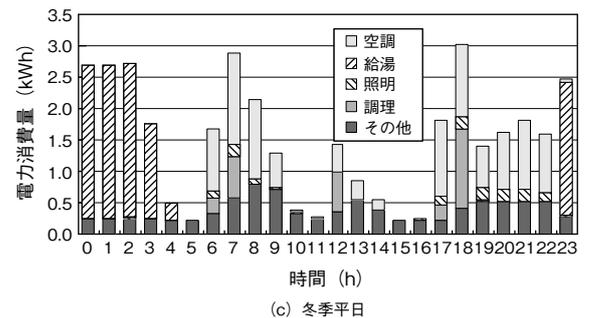
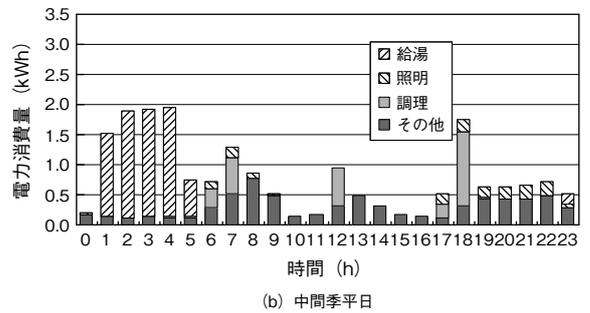
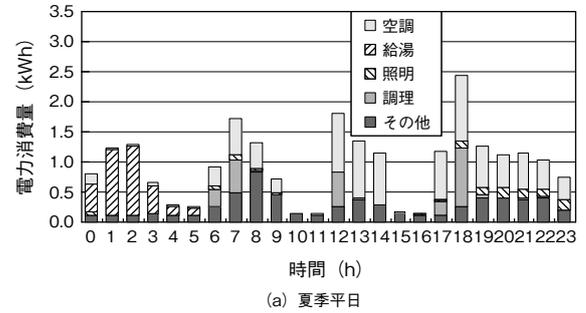


図23 実証実験の平日負荷パターン

表2 商用電力使用量の削減効果

住宅種	双方向コンバータ	時期	需要	供給	
			負荷 (kWh/日)	買電量 (kWh/日)	削減率 (%)
オール電化住宅	従来品	夏季	30.36	22.26	—
		中間季	23.09	19.28	—
		冬季	38.46	33.16	—
		年間(換算)	30.03	24.65	—
オール電化住宅	開発品	夏季	30.36	19.79	11.1
		中間季	23.09	17.20	10.8
		冬季	38.46	30.55	7.9
		年間(換算)	30.03	22.30	9.5

## 6. あとがき

家庭用配電システムのAC/DC電力を制御するPSの基幹モジュールである絶縁型双方向AC/DCコンバータ

において、非絶縁型双方向 AC/DC コンバータと高周波絶縁型双方向 DC/DC コンバータを直列に接続した構成とするとともに、DC/DC コンバータに共振型スイッチング方式を採用することで、高効率化と小型化を実現した。

開発品は変換効率 94 % と従来品比 20 % の小型化を達成しており、これを使用したパワーステーションでは、従来品に比較して商用電力使用量を 9.5 % 削減できることをシミュレーションで確認した。

今後の課題としては、住宅への PS 設置に向けて、低負荷時の効率改善、一層の小型化などを進めていく。

なお、本研究は独立行政法人新エネルギー・産業技術総合開発機構の課題設定型産業技術開発費助成金によって実施されたものである。

#### \*参考文献

- 1) 森田 浩一：超低ノイズソフトスイッチング電源，電子情報通信学会論文誌 B，Vol. J82-B, No. 8, p. 1515-1522 (1999)

#### ◆執筆者紹介



田舎片 悟

新規商品創出技術開発部



小林 晋

先行技術開発研究所



馬場 朗

新規商品創出技術開発部



松尾 博文

長崎大学 大学院工学研究科  
教授・工学博士



末富 正之

長崎大学 大学院工学研究科