

平成 28 年度

戦略的基盤技術高度化・連携支援事業

戦略的基盤技術高度化支援事業

「HEMS、BEMS の低コスト導入を可能とする複数電源接続可能な

統合型双方向電力変換装置の開発」

研究開発成果等報告書

平成 29 年 3 月

担当局 関東経済産業局

補助事業者 よこはまティーエルオー株式会社

## 目 次

<b>第1章 研究開発の概要</b> .....	<b>1</b>
1-1 研究開発の背景・研究目的及び目標 .....	1
1-2 研究体制 .....	2
1-3 成果概要.....	4
1-4 当該研究開発の連絡窓口.....	4
<b>第2章 本論（1）－複数入力統合型双方向電力変換装置の開発</b> .....	<b>5</b>
2-1 装置概要.....	5
2-2 電源/負荷側変換部.....	5
2-2-1 三相インターリーブ方式双方向昇降圧型 DC-DC コンバータの動作原理.....	6
2-2-2 インダクタ電流制御.....	8
2-2-3 インダクタ電流推定法.....	10
2-2-4 実験結果.....	14
2-2-5 変換効率.....	19
2-3 系統連系側変換部 .....	19
2-3-1 概要.....	19
2-3-2 制御手法.....	20
2-3-3 スイッチング素子の損失解析.....	23
2-3-4 転流.....	24
2-4 平成28年度製品試作.....	25
2-4-1 経緯.....	25
2-4-2 小型化の方策/検討.....	25
<b>第3章 本論（2）－最適運用アルゴリズムの開発</b> .....	<b>27</b>
3-1 最適運用アルゴリズムの構築.....	27
3-2 ユーザーの経済的価値に関する調査.....	27
<b>第4章 全体総括</b> .....	<b>29</b>
4-1 成果.....	29
4-2 課題.....	29
4-3 事業化展開.....	30

## 第1章 研究開発の概要

### 1-1 研究開発の背景・研究目的及び目標

2011年に発生した東日本大震災と福島第一原子力発電所の事故を契機に、省エネルギーの強化と再生可能エネルギーを主体とする分散電源導入の動きが加速している。資源エネルギー庁が刊行した平成27年度エネルギー白書によれば、我が国の産業部門では1970年代の石油ショック以降省エネルギー化が進んでおり、以来全体の最終エネルギー消費量がピークを迎えた2004年に至るまで、産業部門の消費量はほぼ横ばいで、その後は減少傾向である。したがって、家庭部門や業務他部門のエネルギー消費量や、それが全体に占める割合は増加傾向である。すなわち、我が国における今後のエネルギー消費のトレンドを方向付ける主要な要因として、両部門の動向が鍵を握っている。そこで、両部門に対する省エネルギーを推進する有効な手段として、住宅/小規模商用ビル向けエネルギー管理システム（Energy Management System 以下”EMS”）への期待が高まっている。

EMS開発において、その主要な要素の一つである電力変換装置に関しては小型化、低コスト化、高効率化が重要な課題となっている。しかし、現状を鑑みると、これらの課題解決に向けた進捗は遅い。例を挙げると、分散電源の種類が多様化して1箇所に複数台の各種分散電源が設置されるにもかかわらず、各電源に対して専用の電力変換装置が付属し、システムとしては小型化・低コスト化を阻害している。さらに、技術基準及び認証制度が未整備であるため、系統連系に際し電源ごとに電力会社との連系協議が必要であるが、一般に個別協議は2～3ヶ月を要することから、系統からの配電線と切り離して設置しており、設置工数や導入コストが増加する。

分散電源を有効に活用するためには、系統との電力協調が欠かせない。現在でも、太陽光発電の発電量が需要量を上回る場合（休日の快晴時など）、発電側から系統への逆潮流（売電）を抑制しなければならず、太陽光発電システムの導入に際し、出力抑制機能付きのパワーコンディショナーを設置するよう求められるケースもある。将来的には、スマートグリッド（次世代送電網）において分散電源を導入する場合、EMSには系統側の情報を取り込むためのインターフェース（インターネットなど）が必須である。

以上をまとめると、複数の分散電源を導入するに当たり、次の問題が存在する。

1. 複数の電力変換装置と配電系統が必要となり、導入コスト・設置工数の増大、設置場所確保が困難
2. スマートグリッドにおいては発電量や蓄電量、需要電力量などを常時監視するとともに、外部からの情報に基づき潮流制御を行う必要がある

本研究は、上記問題解決のための新たな技術を確立し、分散電源と電力系統の有機的な結合により、より一層の再生可能エネルギーの導入とその有効活用に貢献することを目的とする。開発する新技術は、太陽光発電、エネファームなどのガス熱電併給システムを導入したスマートハウス開発に関心を持つEMS設置業者の強い要望でもある。

#### 【目標】

以下の仕様・機能を具備する統合型双方向電力変換装置（図1）を開発する。

1. 4回路の電力変換装置を一体化し、総合効率96%以上及び装置体積 従来比1/3（ $0.1\text{m}^3$ ）以下

2. 双方向型昇降圧矩形波インバータ回路とマトリクスコンバータ（AC - AC 直接変換）回路を AC リンクを介して接続する構成とし、直流電源 2 台以上での並列運転
3. 系統連系に対応し、JET 認証 取得
4. 安定稼働、EMI 規格準拠
5. インターネット等から電力系統側の情報を取り込む機能を実装する。EMS が電気料金情報や系統故障等の電力系統情報や末端需給状況に基づき、各分散電源や逆潮流などに対し一元的、かつ自律的に 最適運用 を行うためのアルゴリズムを搭載。本機能により電力コスト 10%削減を目指す。

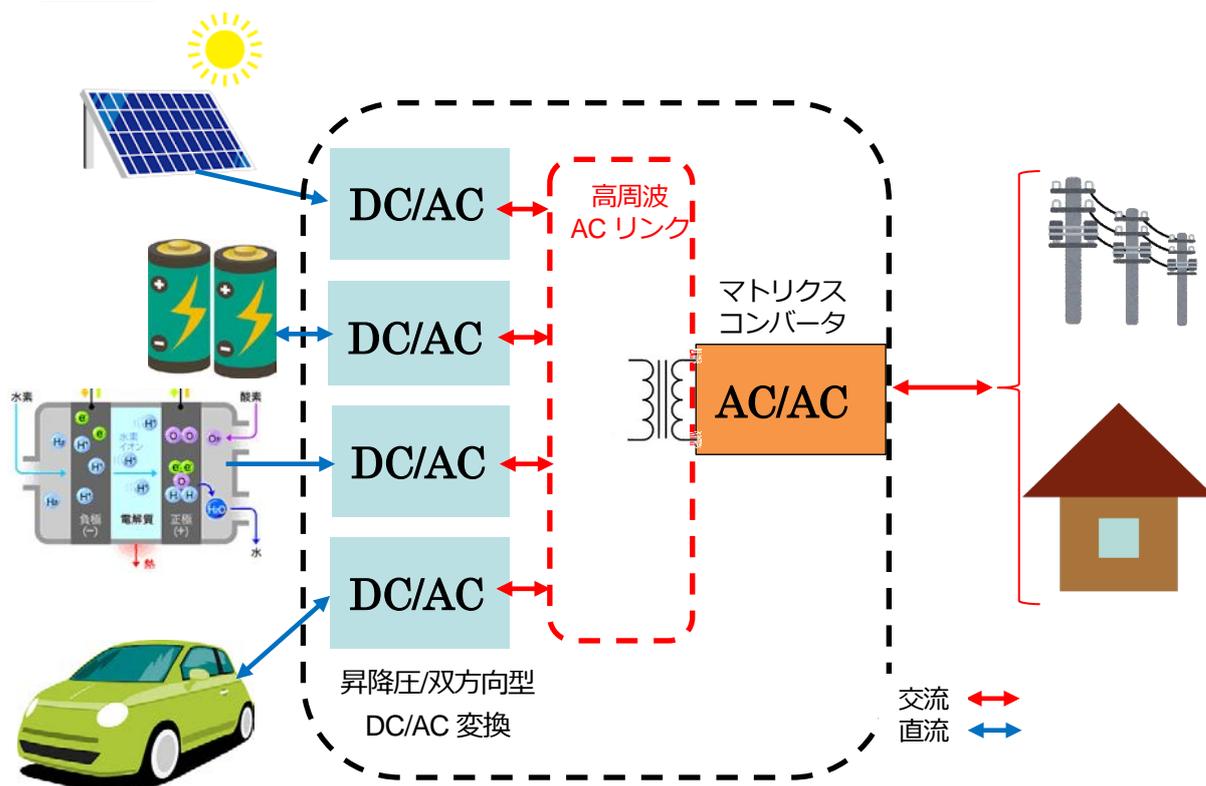


図 1 統合型双方向電力変換装置

## 1-2 研究体制

事業管理機関兼研究実施機関 よこはまティーエルオー株式会社

研究実施機関 株式会社ACR（法認定中小企業）

国立研究開発法人 産業技術総合研究所

学校法人 東京理科大学

国立大学法人 宇都宮大学

総括研究代表者（PL） 株式会社ACR エレクトロニクス開発部  
部長 秋山 和成

副総括研究代表者（SL） 国立研究開発法人 産業技術総合研究所  
エネルギー・環境領域 安全科学研究部門  
エネルギーシステム戦略グループ  
主任研究員 安芸 裕久

よこはまティーエルオー株式会社

氏名	所属・役職	摘要
塚本 修巳	特別顧問	
鬼山 和彦	知財活用部門、スタッフ	管理員兼務
稲光 教子	総務・経理部門	管理員

株式会社ACR

氏名	所属・役職	摘要
秋山 和成	エレクトロニクス開発部 部長	PL、管理員兼務
樋口 久	エレクトロニクス開発部 チーフ	
末益 寛規	エレクトロニクス開発部	
敬 姣	エレクトロニクス開発部	
高野 直人	エレクトロニクス開発部	
市川 淳	エレクトロニクス開発部	

国立研究開発法人 産業技術総合研究所

氏名	所属・役職	摘要
安芸 裕久	エネルギー・環境領域 安全科学研究部門 エネルギーシステム戦略グループ 主任研究員	SL

学校法人 東京理科大学

氏名	所属・役職	摘要
星 伸一	理工学部 電気電子情報工学科 教授	
水主村 賢吾	理工学研究科 電気工学専攻 修士課程	

国立大学法人 宇都宮大学

氏名	所属・役職	摘要
春名 順之介	工学研究科 電気電子システム工学専攻 助教	

## アドバイザー

氏名	所属・役職	協力内容
怡土 孝司	東日本ハウス株式会社(現 株式会社日本ハウスホールディング) 商品開発部 次長	HEMS 普及促進についての助言
若林 直樹	株式会社 山善 東日本営業部 主任	蓄電池事業、太陽光パネル事業者からの要望についての助言

### 1-3 成果概要

- 統合型双方向電力変換装置の仕様を定め、試作機を完成させた。目標達成のために種々の施策を適用したが、装置体積は0.114m<sup>3</sup>で目標値に若干未達。基板形状の最適化を行うことで、さらに10%以上の小型化が可能。
- 電源/負荷側変換部を構成する三相インターリーブ方式の双方向昇降圧DC-DCコンバータ回路において、当該方式における各相インダクタ電流の推定法を新たに考案、電流センサの員数を削減した。また当該回路の変換効率を実機(原理検証機)で測定した結果、最大効率は98~99%に達した。当該手法にかかる特許出願済。
- 系統側変換部を構成するマトリックスコンバータ(以下“MC”)の新規制御手法として、電圧形直接形空間ベクトル変調法と転流アルゴリズムを考案した。シミュレーションにより当該手法が有効であることを示し、最大効率は97.8%という結果を得た。系統連系機能については、今後実装する。
- 初期段階においてスイッチング素子のモジュール化について検討を行ったが、構造とコスト・納期の最適解を得るのが困難だったため、今後の課題とした。
- 電力需要データのデータベース化、予測手法開発支援ソフトウェア調達を行い、実績からの将来予測手法の比較により、最適運用アルゴリズムの数式モデルを完成させた。

### 1-4 当該研究開発の連絡窓口

株式会社 ACR エレクトロニクス開発部

部長 秋山 和成

電話：042-703-6007

E-mail：[k-akiyama@acr-ltd.jp](mailto:k-akiyama@acr-ltd.jp)

## 第2章 本論（１）－複数入力統合型双方向電力変換装置の開発

### 2-1 装置概要

本装置の内部構成要素は、大きく電源/負荷側変換部と系統連系側変換部の二つに分けることができる。前者は複数入力端子を有し、後者と高周波トランスを介して接続される。装置仕様を表 1 に示す。

表 1 装置仕様

直流入力	運転可能電圧範囲	180～250V（充電） 180～450V（放電）
	回路数	4（絶縁）
	最大電流	25A（1回路あたり）
連系出力	電気方式	三相 3 線（結線を問わない）
	定格電圧、周波数	AC202V±10% 50/60Hz
	定格容量	20kVA
	最大出力電流	60Arms
	総合効率	96%以上
	出力電流歪率	総合 5%、各次 3%以下
	系統連系保護機能	系統過電圧、系統不足電圧、系統周波数上昇、周波数低下、単独運転（FRT 対応）
主回路方式	インバータ方式	自励式電圧形電流制御
	スイッチング方式	正弦波PWM方式
	絶縁方式	高周波トランス絶縁方式
	冷却方式	強制空冷
	通信機能	CAN、Ethernet
	寸法	W730mm × D734.8mm × H185mm
	質量	約 80kg
環境仕様	使用場所	屋内
	使用温度範囲	0～40℃
	EMI 規格	VCCI classA/FCC classA 準拠

### 2-2 電源/負荷側変換部（学校法人東京理科大学、株式会社 ACR）

本変換部は、どの入力にも双方向の昇降圧機能が必須であり、かつリップル電流の低減やインダクタの小型化のため、三相インターリーブ方式の双方向昇降圧型 DC-DC コンバータ回路を採用した。制御のため一定周期で各相の電流値を検知する必要があるが、従来技術では各相に電流センサを配置する（本回路では 3 素子になる）。しかし、当該センサは高コストな部品であることから、本研究では 1 素子のセンサを直流母

線路上に配置し、その検出値から各インダクタ電流を推測する手法を考案し、実験などにより有効性を確認した。

本変換部と AC リンクとの接続のため、当該回路出力にフルブリッジインバータを配置し、高周波矩形波生成する。

### 2-2-1 三相インターリーブ方式双方向昇降圧型 DC-DC コンバータの動作原理

まず、単相型回路の動作について説明する。回路図を図 2 に示す。双方向降圧チョッパ回路と双方向昇圧チョッパ回路が縦続接続されており、ゲート信号としてスイッチ  $S_{a2}$ 、 $S_{b2}$  にはそれぞれ  $S_{a1}$ 、 $S_{b1}$  の NOT 信号を与える。また、 $S_{b1}$  の搬送波は  $S_{a1}$  に対して位相を  $180^\circ$  ずらして動作させる。今  $V_a$  を入力、 $V_b$  を出力とし、 $S_{a1}$  のデューティ比を  $d_1$ 、 $S_{b1}$  のデューティ比を  $d_2$  と置く。  $V_a$  側から見たインダクタにかかる電圧の周期平均値及び、  $V_b$  側から見たインダクタにかかる電圧の周期平均値をそれぞれ  $V_{ave1}$ 、 $V_{ave2}$  と置くと、それぞれ(2.1)、(2.2)で示される。

$$V_{ave1} = d_1 V_a \quad (2.1)$$

$$V_{ave2} = (1-d_2) V_b \quad (2.2)$$

インダクタの巻線抵抗は無視できるものとして考えると、 $V_{ave1}$ 、 $V_{ave2}$  は等しくなるので(2.3)が成り立つ。

$$V_b = \frac{d_1}{1-d_2} V_a \quad (2.3)$$

式(2.3)より出力  $V_b$  は入力  $V_a$  に対して昇圧、降圧どちらの動作も可能である。また、入力を  $V_b$ 、出力を  $V_a$  とした場合にも昇降圧動作が可能であり、双方向で昇降圧が可能である。

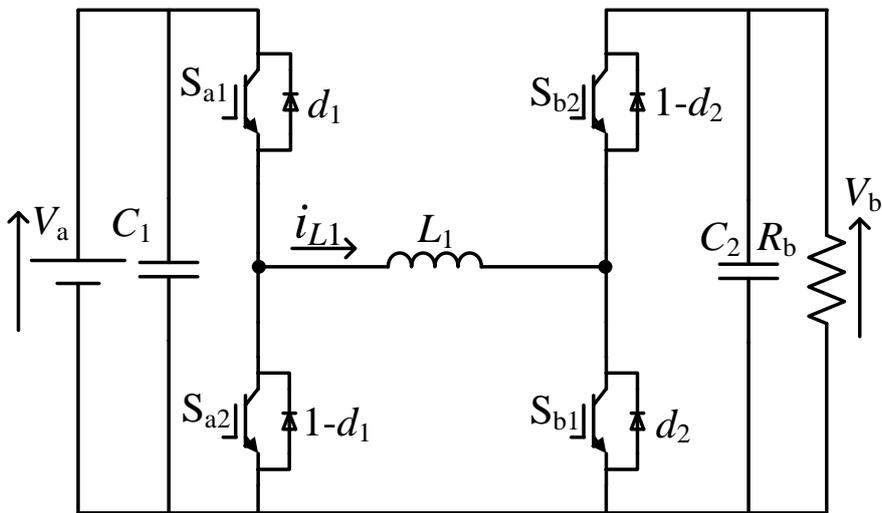


図 2：双方向昇降圧型 DC-DC コンバータ

つづいて、三相とした場合の回路図を図 3 に示す。単相型3回路を並列接続し、各レグのスイッチングの周波数を  $120^\circ$  ずらして動作させる。入力電流のリプルは各相のインダクタ電流のリプルが重畳されたもの

となるので、スイッチングの周波数を $120^\circ$ ずらして動作させることで各相のインダクタ電流リップルが打ち消し合い、入出力の電流リップルが低減される。

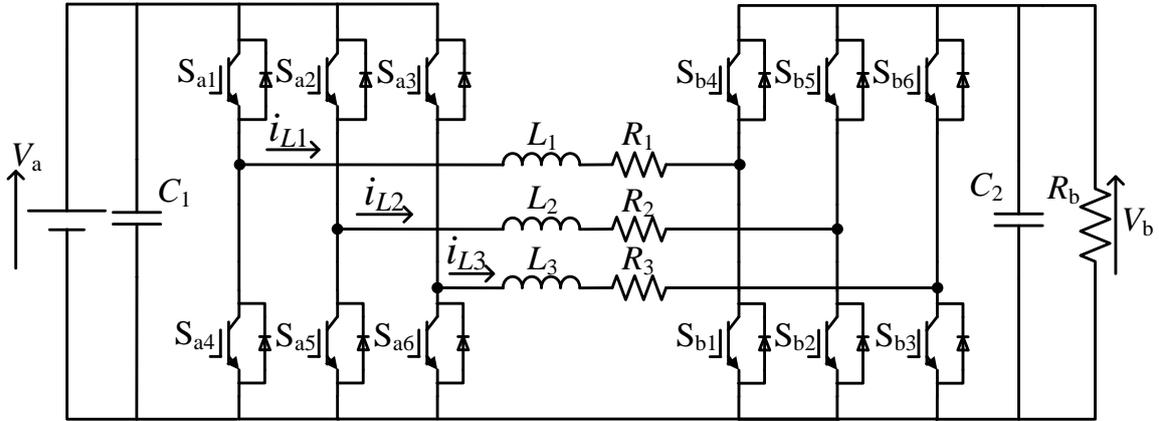


図 3：三相インターリーブ方式双方向昇降圧型 DC-DC コンバータ

入力電流のリップルは鉛蓄電池やリチウムイオン電池の寿命や劣化に悪影響を及ぼすため、入力電流リップルの低減はこれらの二次電池の劣化抑制に繋がる。また直流リンク部分に流れる電流が分流され、単相の場合と比較して個々のインダクタのコアを小さくすることができるため、回路装置の小型化が期待される。しかし実際のインダクタには個体差があり、インダクタンスが等しい場合であっても巻線抵抗のばらつきが原因となり、並列に接続した各相のインダクタ電流は等しくならない。ここで各相のインダクタの巻線抵抗を $R_{L1} \sim R_{L3}$ とし、 $S_{a1} \sim S_{a3}$ のデューティ比を $d_{a1} \sim d_{a3}$ 、 $S_{b1} \sim S_{b3}$ のデューティ比を $d_{b1} \sim d_{b3}$ とする。この時、図 3に示す回路の入力を $v_a$ 、出力を $v_b$ とし、各スイッチがオン時とオフ時の状態を考慮して平均化した状態方程式を(2.4)に示す。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{i}_{L3} \\ \dot{v}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L} & 0 & 0 & -\frac{1-d_{b1}}{L} \\ 0 & -\frac{R_{L2}}{L} & 0 & -\frac{1-d_{b2}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{L3}}{L} & -\frac{1-d_{b3}}{L} \\ \frac{1-d_{b1}}{C} & \frac{1-d_{b2}}{C} & \frac{1-d_{b3}}{C} & -\frac{1}{CR_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_{a1}}{L} \\ \frac{d_{a2}}{L} \\ \frac{d_{a3}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_a \quad (2.4)$$

ここで、定常状態においては(2.4)の左辺の微分項を0とみなせるので、右辺の第一項目を移項して(2.5)が得られる。

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L} & 0 & 0 & -\frac{1-d_{b1}}{L} \\ 0 & -\frac{R_{L2}}{L} & 0 & -\frac{1-d_{b2}}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{L3}}{L} & -\frac{1-d_{b3}}{L} \\ \frac{1-d_{b1}}{C} & \frac{1-d_{b2}}{C} & \frac{1-d_{b3}}{C} & -\frac{1}{CR_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d_{a1}}{L} \\ \frac{d_{a2}}{L} \\ \frac{d_{a3}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_a \quad (2.5)$$

式(2.5)を解くと、定常状態におけるインダクタ電流 $i_{L1} \sim i_{L3}$  と出力電圧 $v_b$  は(2.6)、(2.7)で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L1} = \frac{V_a}{R_{L1}} \frac{\frac{(d_{a1}(1-d_{b2})-d_{a2}(1-d_{b1}))(1-d_{b2})}{R_{L2}} + \frac{(d_{a1}(1-d_{b3})-d_{a3}(1-d_{b1}))(1-d_{b3})}{R_{L3}} + \frac{d_{a1}}{R_b}}{\frac{(1-d_{b1})^2}{R_{L1}} + \frac{(1-d_{b2})^2}{R_{L2}} + \frac{(1-d_{b3})^2}{R_{L3}} + \frac{1}{R_b}} \\ i_{L2} = \frac{V_a}{R_{L2}} \frac{\frac{(d_{a2}(1-d_{b1})-d_{a1}(1-d_{b2}))(1-d_{b1})}{R_{L1}} + \frac{(d_{a2}(1-d_{b3})-d_{a3}(1-d_{b2}))(1-d_{b3})}{R_{L3}} + \frac{d_{a2}}{R_b}}{\frac{(1-d_{b1})^2}{R_{L1}} + \frac{(1-d_{b2})^2}{R_{L2}} + \frac{(1-d_{b3})^2}{R_{L3}} + \frac{1}{R_b}} \\ i_{L3} = \frac{V_a}{R_{L3}} \frac{\frac{(d_{a3}(1-d_{b1})-d_{a1}(1-d_{b3}))(1-d_{b1})}{R_{L1}} + \frac{(d_{a3}(1-d_{b2})-d_{a2}(1-d_{b3}))(1-d_{b2})}{R_{L2}} + \frac{d_{a3}}{R_b}}{\frac{(1-d_{b1})^2}{R_{L1}} + \frac{(1-d_{b2})^2}{R_{L2}} + \frac{(1-d_{b3})^2}{R_{L3}} + \frac{1}{R_b}} \end{array} \right. \quad (2.6)$$

$$v_b = \frac{\frac{d_{a1}(1-d_{b1})}{R_{L1}} + \frac{d_{a2}(1-d_{b2})}{R_{L2}} + \frac{d_{a3}(1-d_{b3})}{R_{L3}}}{\frac{(1-d_{b1})^2}{R_{L1}} + \frac{(1-d_{b2})^2}{R_{L2}} + \frac{(1-d_{b3})^2}{R_{L3}} + \frac{1}{R_b}} \quad (2.7)$$

ここで $d_{a1} \sim d_{a3}$  には $d_a$ 、 $d_{b1} \sim d_{b3}$  には $d_b$  のデューティ比を与えたとすると、各相のインダクタに流れる電流は(2.8) で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L1} = \frac{d_a V_a}{R_{L1} \left( 1 + R_b (1-d_b)^2 \left( \frac{1}{R_{L1}} + \frac{1}{R_{L2}} + \frac{1}{R_{L3}} \right) \right)} \\ i_{L2} = \frac{d_a V_a}{R_{L2} \left( 1 + R_b (1-d_b)^2 \left( \frac{1}{R_{L1}} + \frac{1}{R_{L2}} + \frac{1}{R_{L3}} \right) \right)} \\ i_{L3} = \frac{d_a V_a}{R_{L3} \left( 1 + R_b (1-d_b)^2 \left( \frac{1}{R_{L1}} + \frac{1}{R_{L2}} + \frac{1}{R_{L3}} \right) \right)} \end{array} \right. \quad (2.8)$$

式(2.8) よりデューティ比 $d_{a1} \sim d_{a3}$  が等しく、デューティ比 $d_{b1} \sim d_{b3}$  も等しい時、各相のインダクタの巻線抵抗のばらつきによってインダクタ電流が不平衡になることがわかる。各相のインダクタ電流が不平衡となると、回路の各部分での損失の偏りによって回路動作が不安定となる恐れがある。従って、デューティ比 $d_{a1} \sim d_{a3}$ 、 $d_{b1} \sim d_{b3}$  を制御しインダクタ電流を平衡化する必要がある。また、DC-DC コンバータは出力電圧を後段に接続する機器に適した電圧値に変換する必要がある。式(2.7) より出力電圧についても、所望の出力電圧を得るためにデューティ比 $d_{a1} \sim d_{a3}$ 、 $d_{b1} \sim d_{b3}$  を制御する必要がある。

## 2-2-2 インダクタ電流制御

図 4に従来の方式である個別電流検出方式でのセンサ配置を示す。図 5に直流リンク部分に電流センサを、 $V_b$  に電圧センサをそれぞれ取り付けた、提案方式である一括電流検出方式でのセンサ配置を示す。図 6に入力を $V_a$ 、出力を $V_b$  とした時の本研究で用いる出力電圧、及びインダクタ電流制御のブロック図を示す。電圧指令値 $V_b^*$  と出力電圧 $V_b$  の偏差をとり、PI 制御によりインダクタ電流の指令値 $i_{ref}$  を決める。続いてインダ

クタ電流の指令値 $i_{ref}$  と各相のインダクタ電流 $i_{est1} \sim i_{est3}$ の偏差をとり、PI 制御によりPWM制御の指令値を決め各相のスイッチング信号を生成する。

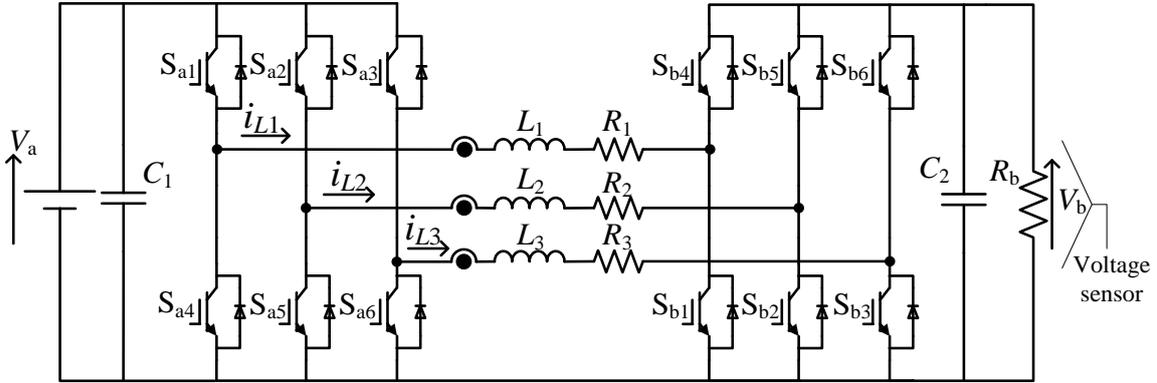


図 4：個別電流検出方式

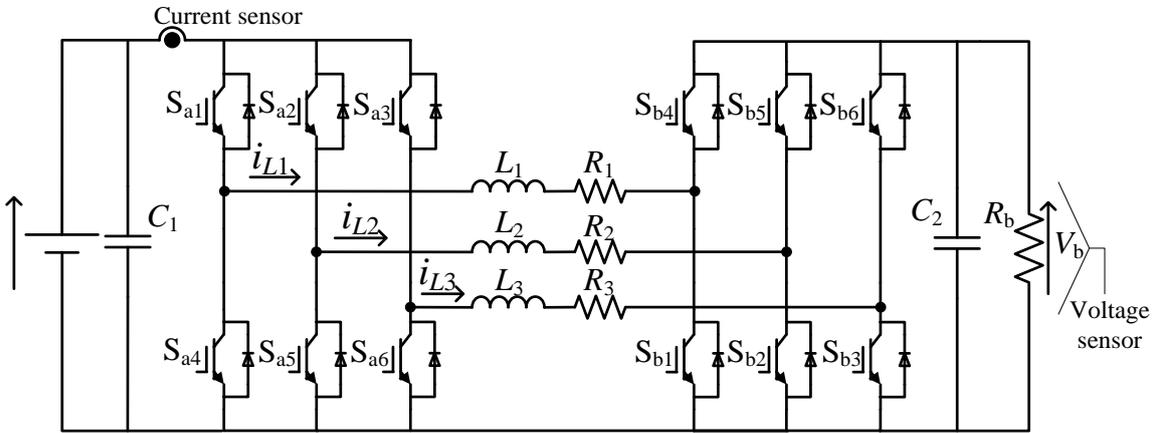


図 5：一括電流検出方式

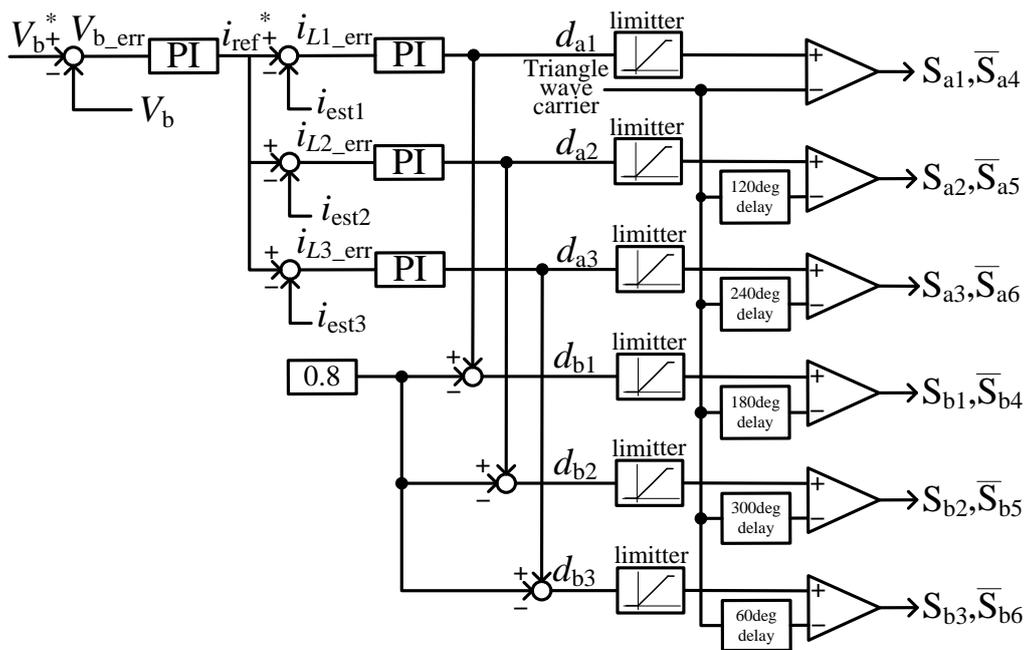


図 6：出力電圧、及びインダクタ電流制御のブロック図

降圧動作時、昇圧動作時それぞれのデューティ比の決定の方法として、降圧動作時には $d_{b1} \sim d_{b3}$  を0.1で固定し $d_{a1} \sim d_{a3}$  を制御し、昇圧動作時には $d_{a1} \sim d_{a3}$  を0.9で固定し $d_{b1} \sim d_{b3}$  を制御する。先に述べた通り入力電圧、出力電圧の関係は(2.7)で表され、降圧動作時、昇圧動作時においてデューティ比を上記の値で固定して動作させることで、昇圧比の広い範囲で安定した昇降圧動作が可能となる。昇圧動作時に $d_{a1} \sim d_{a3}$ を0.9で固定するのは、以降で述べる各相のインダクタ電流推定に起因している。図 6で $d_{a1} \sim d_{a3}$ の値から0.8を減算し $d_{b1} \sim d_{b3}$ の値としている部分は、 $d_{a1} \sim d_{a3}$ が0.9 となる時に $d_{b1} \sim d_{b3}$ が0.1となり、昇降圧動作の切り替わりをシームレスに行うためである。

図 6より各相のインダクタ電流を制御するには、各相のインダクタ電流値を知ることが不可欠である。従来法では、図 4に示すように各相に電流センサを配置するため、回路の並列数が増えるとそれと同数の電流センサが必要となる。そこで、本研究では図 5に示すように直流リンク部分に電流センサを一つ配置して電流検出を行い、インダクタ電流の平衡化制御を行う。直流リンク部分には $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比、並びに検出のタイミングによっては各相のインダクタ電流を個別に検出することができるが、すべての範囲で各相のインダクタ電流を個別に検出することはできない。従って検出した直流リンク部分の電流から各相のインダクタ電流 $i_{est1} \sim i_{est3}$ を推定する必要がある。

### 2-2-3 インダクタ電流推定法

直流リンク部分に設置した電流センサでは、直接的に各相のインダクタ電流を検出することができない。そこで、スイッチ $S_{a1} \sim S_{a3}$ の各相の搬送波が上頂点、または下頂点となるタイミングにおける、 $S_{a1} \sim S_{a3}$  のオンオフ状態と電流センサに流れる各相のインダクタ電流の関係に着目し、各相のインダクタ電流の推定を行う。推定方法は、 $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比 $d_{a1} \sim d_{a3}$ に依存して、以下の2つの方法に分類できる。

図 7にスイッチ $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比 $d_{a1} \sim d_{a3}$ がすべて $2/3$  以下の場合のスイッチング信号と電流を検出するタイミングを示す。なお、 $i_{D1}$ 、 $i_{D2}$ 、 $i_{D3}$  は各相の搬送波が下頂点となるタイミングで検出した電流センサの電流である。スイッチ $S_{a1} \sim S_{a3}$ のデューティ比がすべて $2/3$  以下の時、各相の搬送波が下頂点となるタイミングにおいて、電流センサには常に搬送波が下頂点となった相のインダクタ電流のみが流れる。図 8にスイッチ $S_{a1} \sim S_{a3}$ のデューティ比がすべて $2/3$  以下の時における、スイッチ $S_{a1}$ の搬送波が下頂点となるタイミングの各スイッチの導通・非導通状態を示す。このときスイッチ $S_{a1}$ のみがオンとなるため、電流センサには $i_{L1}$ のみが流れる。その他の相についても同様に考えると(2.9)に表す式によって、各相のインダクタ電流の直流値を推定することができる。ただし、 $i_{est1}$ 、 $i_{est2}$ 、 $i_{est3}$ は推定した各相のインダクタ電流である。この検出方法を以下、下頂点検出法と呼ぶ。

$$\begin{cases} i_{est1} = i_{D1} = i_{L1} \\ i_{est2} = i_{D2} = i_{L2} \\ i_{est3} = i_{D3} = i_{L3} \end{cases} \quad (2.9)$$

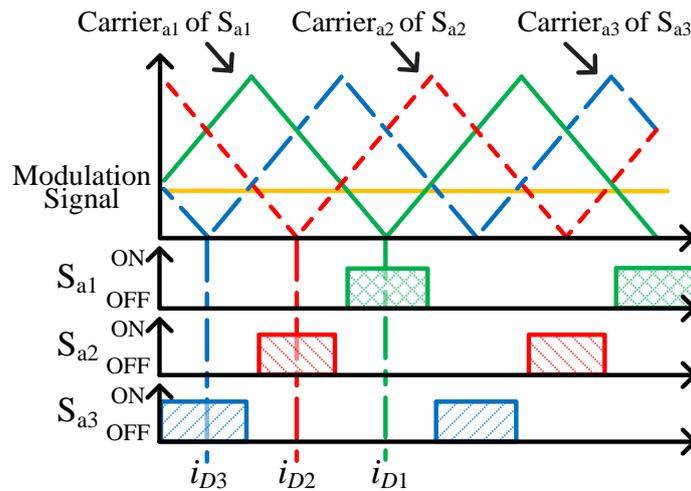


図 7：スイッチング信号と電流検出のタイミング(スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $2/3$  以下の場合)

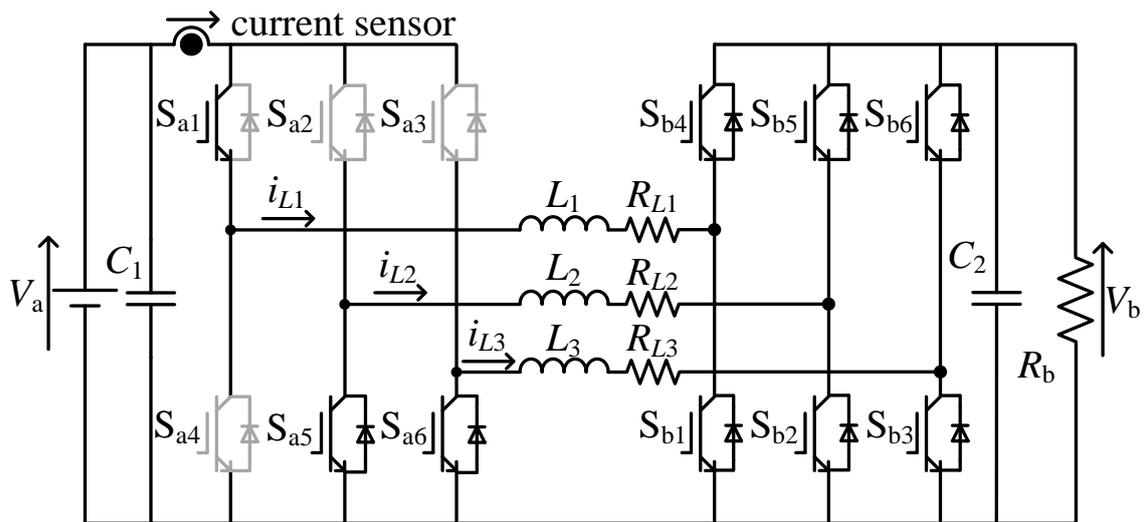


図 8：各スイッチの導通・非導通状態(スイッチ  $S_{a1}$  の搬送波が下頂点となる場合)

図 9 にスイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $2/3$  以上の場合のスイッチング信号と電流を検出するタイミングを示す。スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比がすべて  $2/3$  以上の時、各相の搬送波が下頂点となるタイミングにおいて、スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  すべてのスイッチがオンとなり、電流センサに  $i_{L1} \sim i_{L3}$  の三相が重畳された電流が流れる。従って、スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $2/3$  以上の場合、下頂点検出法では各相のインダクタ電流を推定することができない。

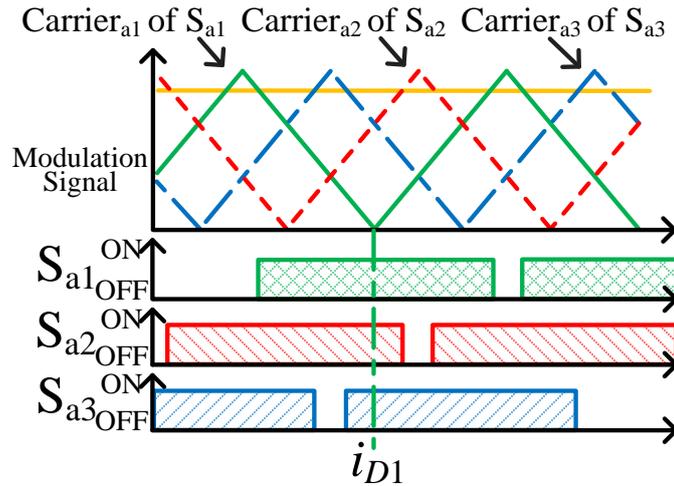


図 9：スイッチング信号と電流検出のタイミング(スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $2/3$  以上の場合)

図 10 にスイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $1/3$  以上の場合のスイッチング信号と電流を検出するタイミングを示す。なお、 $i_{U1}$ 、 $i_{U2}$ 、 $i_{U3}$  は各相の搬送波が上頂点となるタイミングで検出した電流センサの電流である。スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比がすべて  $1/3$  以上の時、各相の搬送波が上頂点となるタイミングにおいて、電流センサには常に搬送波が上頂点となった相以外の二相分のインダクタ電流が重畳された電流が流れる。図 11 にスイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比がすべて  $1/3$  以上の時における、スイッチ  $S_{a1}$  の搬送波が上頂点となるタイミングの各スイッチの導通・非導通状態を示す。このときスイッチ  $S_{a2}$ 、 $S_{a3}$  がオンとなるため、電流センサには  $i_{L2}$ 、 $i_{L3}$  が重畳された電流が流れる。その他の相についても同様に考えると(2.10) が成り立つ。

$$\begin{cases} i_{U1} = i_{L2} + i_{L3} \\ i_{U2} = i_{L1} + i_{L3} \\ i_{U3} = i_{L2} + i_{L1} \end{cases} \quad (2.10)$$

式(2.10)より三相分のインダクタ電流の直流値は(2.11)で表すことができる。

$$i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} = \frac{i_{U1} + i_{U2} + i_{U3}}{2} \quad (2.11)$$

式(2.10)、(2.11)より三相分のインダクタ電流の直流値から二相分のインダクタ電流の直流値を引くことで、一相分のインダクタ電流の直流値を得ることができる。従って、(2.12)によって各相のインダクタ電流の直流値を推定することができる。

$$\begin{cases} i_{\text{est1}} = \frac{i_{U1} + i_{U2} + i_{U3}}{2} - i_{U1} \\ i_{\text{est2}} = \frac{i_{U1} + i_{U2} + i_{U3}}{2} - i_{U2} \\ i_{\text{est3}} = \frac{i_{U1} + i_{U2} + i_{U3}}{2} - i_{U3} \end{cases} \quad (2.12)$$

ただし、(2.12) は各相のインダクタンスがほとんど等しい場合において成り立つ。この方法を以下、上頂点検出法と呼ぶ。

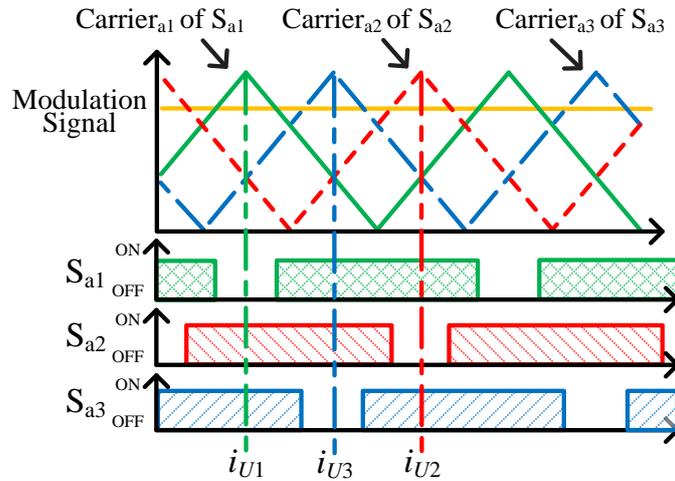


図 10：スイッチング信号と電流検出のタイミング(スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $1/3$  以上の場合)

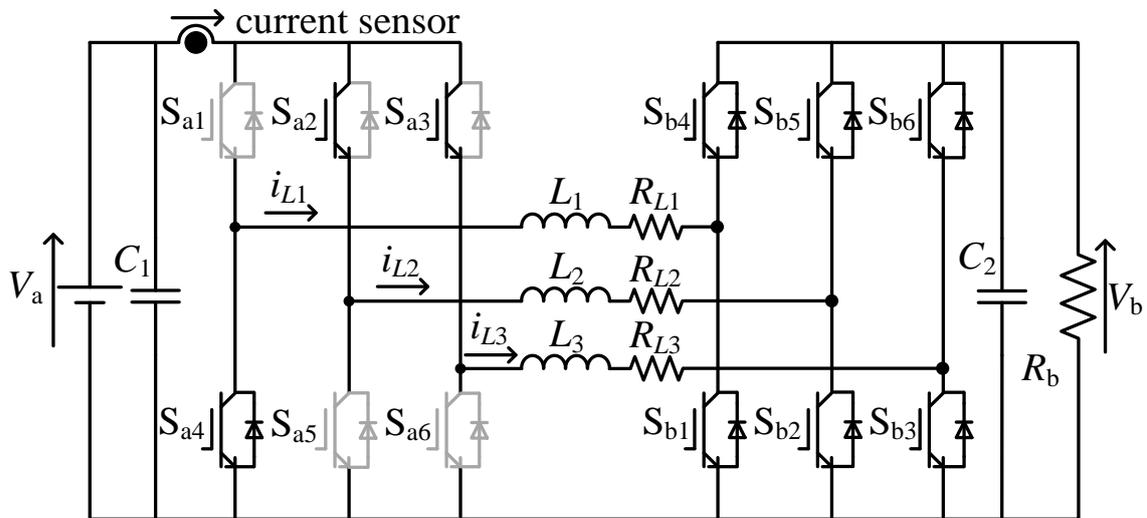


図 11：各スイッチの導通・非導通状態(スイッチ  $S_{a1}$  の搬送波が上頂点となる場合)

図 12 にスイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $1/3$  以下の場合のスイッチング信号と電流を検出するタイミングを示す。スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比がすべて  $1/3$  以下の時、各相の搬送波が上頂点となるタイミングにおいて、スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  すべてのスイッチがオフとなり、電流センサには電流が流れない。従って、スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $1/3$  以下の場合、上頂点検出法では各相のインダクタ電流を推定することができない。

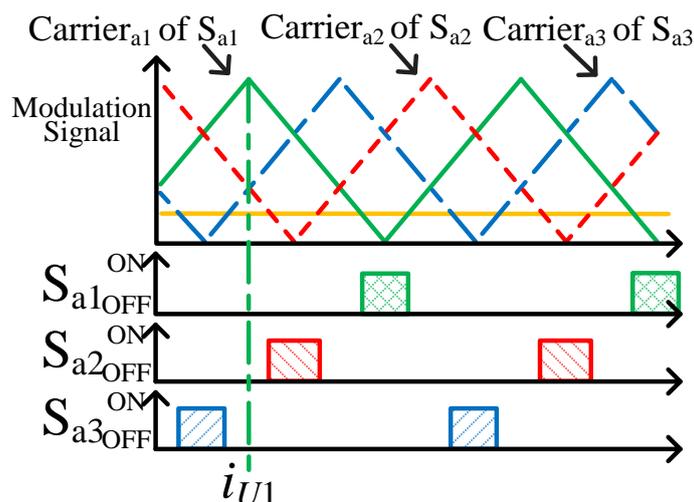


図 12：スイッチング信号と電流検出のタイミング(スイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比  $d_{a1} \sim d_{a3}$  がすべて  $1/3$  以下の場合)

以上よりスイッチ  $S_{a1} \sim S_{a3}$  のデューティ比が  $1/3$  以上、 $2/3$  以下の範囲では下頂点検出法、上頂点検出法どちらの検出法を用いても、各相のインダクタ電流値を推定することができるため、2つの推定法を上記の範囲で切り替えることで、全昇圧比の範囲において各相のインダクタ電流の直流値を推定することが可能となる。図 13 にインダクタ電流推定の切り替え方法を示す。検出法の切り替わり付近でのチャタリングを防止するため、2つの検出法の適用範囲が重なっていることを利用し、切り替わりのしきい値にヒステリシス幅を設ける。従って、図 13 に示すように下頂点検出法から上頂点検出法に切り替わる場合はしきい値を  $0.6$  とし、上頂点検出法から下頂点検出法に切り替わる場合はしきい値を  $0.4$  となるように設定した。

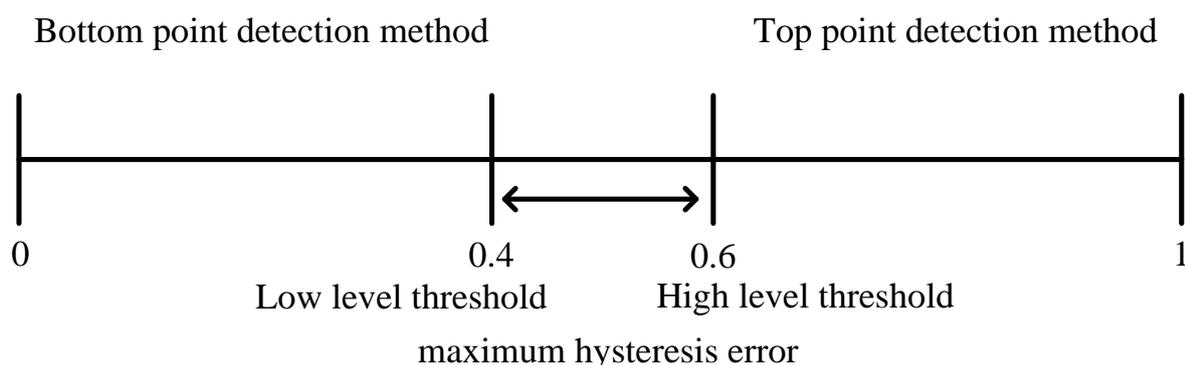


図 13：インダクタ電流推定の切り替え方法

#### 2-2-4 実験結果

三相インターリーブ方式双方向昇降圧型DC-DCコンバータの、直流リンク電流検出によるインダクタ電流平衡化制御の有効性を、双方向の昇降圧動作で検証するために実験を行った。放電方向動作時は図 3、充電方

向動作時は図 14に示す回路でそれぞれ実験を行った。実験パラメータは表 2に示す。放電方向動作時の下頂点検出法適用時には降圧動作、上頂点検出法適用時には昇圧動作で実験を行った。また、充電方向動作時の下頂点検出法適用時には昇圧動作、上頂点検出法適用時には降圧動作で実験を行った。なお、実際には電圧指令値  $V_b^*$  に対し出力電圧  $V_b$  が高くなると充電方向動作となるが、本実験では電流指令値  $i_{ref}$  を直接与え実験を行った。

スイッチングデバイスにはDAWIN Electronics 社製GBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) Module *DM2G50SH6N* を用いた。また、電流センサはホール式電流センサであるLEM 社製Current Transducer *LA55-P* を用いた。コントローラにはAltera 社製FPGA (*Altera Cyclone V SX 5CSXFC506U23C7M*) を搭載したFPGA ボード *Helio* を使用した。電流、電圧値をコントローラに入力するためにHUMAN DATA 社製4CH 絶縁型AD/DA ボード *UTL-103* をFPGA ボードに接続し電流、電圧値を読み込んだ。前述した制御の演算部分はソフトウェアコアCPU (*Altera Nios II embedded processor*) にC 言語でプログラムを記述し、キャリア信号生成からゲート信号生成までをハードウェア記述言語VHDL (Very high speed integrated circuit Hardware Description Language) で記述し実装した。

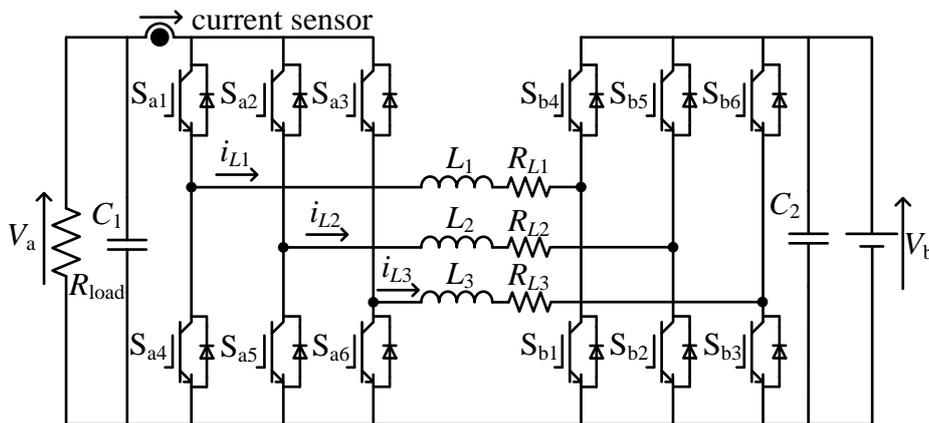


図 14：充電方向動作時の回路図

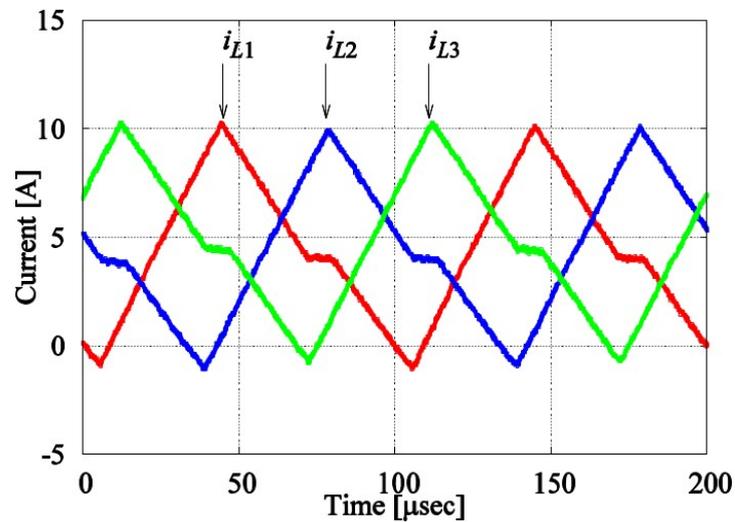
放電方向動作時における下頂点検出法適用時、及び上頂点検出法適用時のインダクタ電流波形をそれぞれ図

表 2：実験回路パラメータ

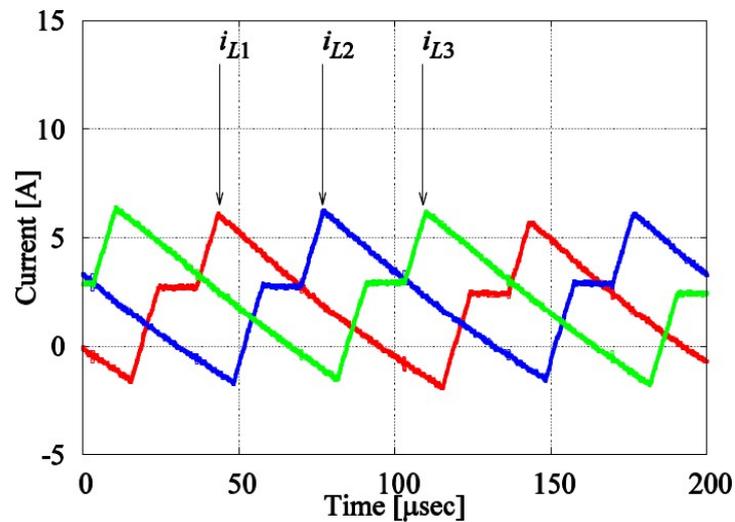
$I_{ref}$		100 V
Input voltage #2	$V_b$	50 V
Inductance of the inductor	$L_1$	201.4 $\mu$ H
	$L_2$	203.7 $\mu$ H
	$L_3$	204.0 $\mu$ H
Equivalent series resistance of the inductor	$R_{L1}$	7.40 m $\Omega$
	$R_{L2}$	7.05 m $\Omega$
	$R_{L3}$	7.45 m $\Omega$
Capacitance of the input capacitor	$C_1$	2200 $\mu$ F
Capacitance of the output capacitor	$C_2$	2200 $\mu$ F
Switching frequency	$S_a, S_b$	10 kHz
Dead time	$t_d$	2 $\mu$ s

15に示す。同条件における、制御を行わなかった場合の各相のインダクタ電流値、制御を適用した場合の各

相のインダクタ電流値、及び推定した各相のインダクタ電流値を表 3に示す。インダクタ電流について、下頂点検出法適用時において制御を行わなかった場合、最大で0.13 A の差があるが、制御を適用した場合、最大で0.08 A の差に改善される結果を得た。上頂点検出法適用時においては制御を行わなかった場合、最大で0.14 A の差があるが、制御を適用した場合、最大で0.04 A の差に改善される結果を得た。



(a) 下頂点検出法におけるインダクタ電流波形



(b) 上頂点検出法におけるインダクタ電流波形

図 15：放電方向動作時における実験結果

表 3：放電方向動作時における各インダクタ電流値

(a) インダクタ電流値 (下頂点検出法)

	No controlled value	Controlled value	Estimated value
$i_{L1}$	4.80 A	4.44 A	4.41 A
$i_{L2}$	4.67 A	4.39 A	4.30 A
$i_{L3}$	4.71 A	4.47 A	4.43 A

(b) インダクタ電流値(上頂点検出法)

	No controlled value	Controlled value	Estimated value
$i_{L1}$	2.18 A	2.06 A	2.36 A
$i_{L2}$	2.05 A	2.02 A	1.95 A
$i_{L3}$	2.04 A	2.04 A	1.99 A

図 16 に充電方向動作時における下頂点検出法適用時、及び上頂点検出法適用時のインダクタ電流波形をそれぞれ示す。同条件における、制御を行わなかった場合の各相のインダクタ電流値、制御を適用した場合の各相のインダクタ電流値、及び推定した各相のインダクタ電流値を表 4 に示す。インダクタ電流について、下頂点検出法適用時において制御を行わなかった場合、最大で 0.17 A の差があるが、制御を適用した場合、最大で 0.02 A の差に改善される結果を得た。上頂点検出法適用時においては制御を行わなかった場合、最大で 0.27 A の差があるが、制御を適用した場合、最大で 0.11 A の差に改善される結果を得た。

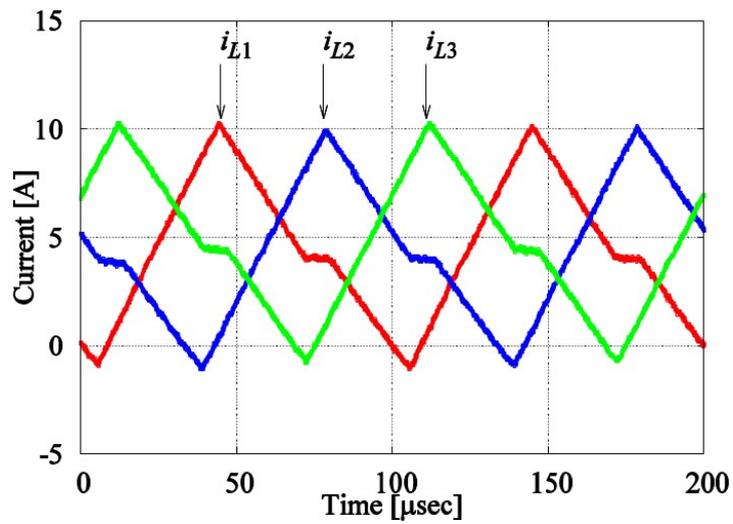
表 4：充電方向動作時における各インダクタ電流値

	No controlled value	Controlled value	Estimated value
$i_{L1}$	-2.89 A	-2.87 A	-2.91 A
$i_{L2}$	-2.74 A	-2.86 A	-2.94 A
$i_{L3}$	-2.72 A	-2.88 A	-2.85 A

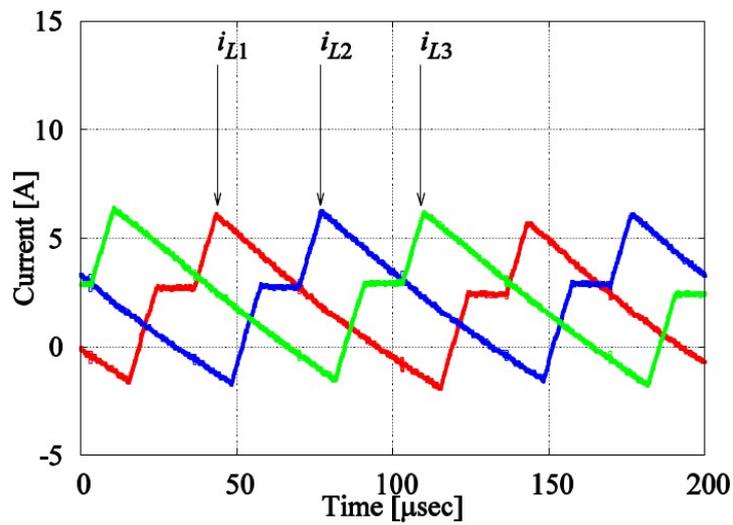
(a) インダクタ電流値 (下頂点検出法)

(b) インダクタ電流値 (上頂点検出法)

	No controlled value	Controlled value	Estimated value
$i_{L1}$	-3.23 A	-2.98 A	-3.18 A
$i_{L2}$	-3.00 A	-2.87 A	-3.01 A
$i_{L3}$	-2.96 A	-2.97 A	-3.07 A



(a) 下頂点検出法におけるインダクタ電流波形



(b) 上頂点検出法におけるインダクタ電流波形

図 16：充電方向動作時における実験結果

以上より、三相インターリーブ方式双方向昇降圧型 DC-DC コンバータについて、直流リンク電流検出によるインダクタ電流推定法を適用し、双方向の昇降圧動作でインダクタ電流平衡化制御の有効性を確認できた。

#### 2-2-5 効率

図 17 は、前項での実験において入力電圧は 100V とし、出力電圧と出力電力を変化させた場合の効率特性を測定した結果である。変圧比が小さいほど、また同程度の変圧比であれば昇圧より降圧の方が効率が高くなる傾向があることがわかった。さらにシミュレーションにより高効率化のための検証を行ったところ、入出力電圧を一定とした場合、入力側スイッチと出力側スイッチのデューティ比によって効率が変化し、最高効率となるデューティ比を選択し動作させることで、高効率動作が可能であるという結果が得られた。

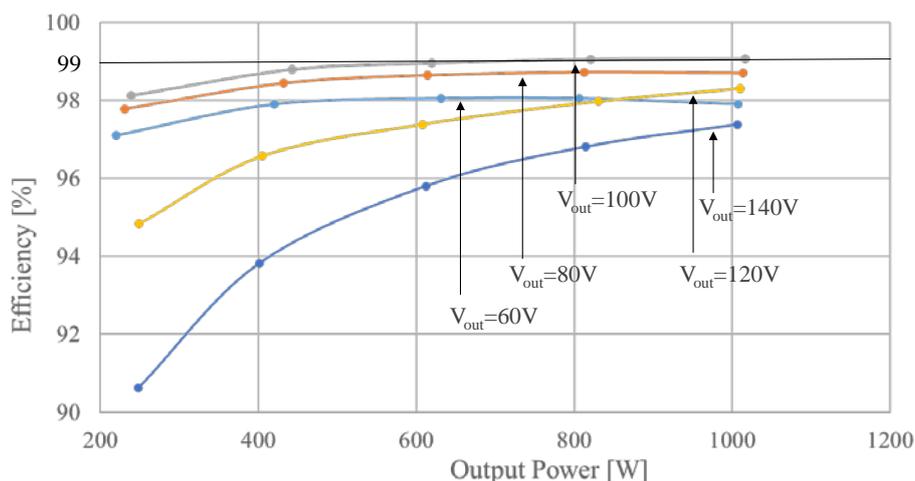


図 17：出力電圧と出力電力を変化させた場合の効率特性（入力電圧 100V）

### 2-3 系統連系側変換部 （国立大学法人宇都宮大学、株式会社 ACR）

#### 2-3-1 概要

系統連系側変換部には、AC を直接 AC に変換することで、直流電力をブールするための大容量キャパシタを必要としない MC 回路を採用した。中間に DC を介さないことから、従来より電力の変換回数が減少し損失低減が期待できるうえ、キャパシタレスのためメンテナンス性が向上し製品寿命が延ばすことができる。

高周波出力の制御方式としては電流形と電圧形があるが、電流形では効率の低下が懸念されるため、本装置では電圧形を採用した。

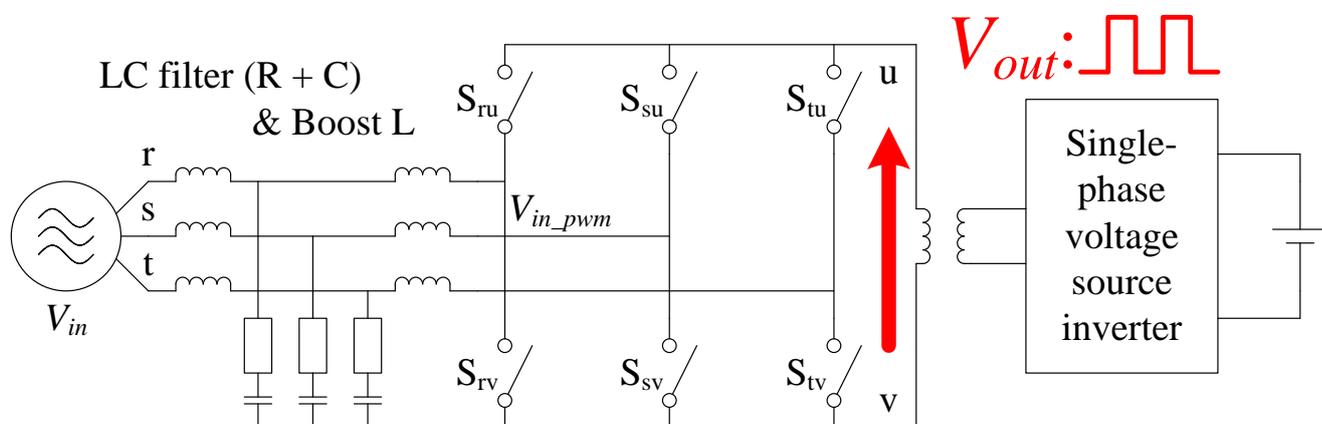


図 18：マトリックスコンバータ回路図

電圧形三相/単相高周波リンク MC は図 18 に示す構成となっており、入力電源を商用三相交流電源、出力側に高周波の矩形波電圧源が接続された構成となる。このとき、MC は入力三相交流電圧に合わせた三相交流電圧が印加されるように制御する必要がある。同時に、出力側の高周波矩形波電圧源にあわせ、入力電力と出力電力が一致するよう、出力側に矩形波電流を出力しなければならない。以上に示した入出力同時制御は、従来の AC/DC/AC 電力変換装置などでも行われているが、MC 方式独自の問題点として以下の 3 点が挙げられる。

1. 入出力が交流であるため、電圧、電流が時間によって時々刻々と変化すること
2. エネルギーバッファが存在しないため、入出力の瞬時電力の制御が難しいこと
3. 出力側が高周波リンクであるため、従来の直流または低周波の交流の制御と比較すると、周波数が非常に高いこと

これらの問題を解決するため、入力電圧と出力電流の同時制御を実現するための電圧形直接型空間ベクトル変調法を提案し、シミュレーションベースで検討を行って有用性を確認した。またスイッチング素子の損失解析も行った。

### 2-3-2 制御手法

直接型空間ベクトル変調法とは、高周波矩形波である出力電圧源から入力側の三相交流電圧を得るために、MC がある瞬間に取り得るすべてのスイッチング動作(スイッチングパターン)を求め、高周波矩形波電圧とスイッチングパターンの関係から、スイッチングパターンに対応した制御される三相交流電圧を計算し、三相交流→静止座標変換を行い、これを図示することで MC の動作を可視化し、図的に三相交流電圧を制御する方式である。

図 19 に三相/高周波リンク MC 瞬時空間ベクトル図を示す。●は MC がある瞬間に出力可能な瞬時入力電圧のベクトルの先端を示し、矢印(→)は、MC の入力電圧の制御に必要な入力電圧指令値である。直接型空間ベクトル変調法では、●が作る 6 つの正三角形に対して、入力電圧指令ベクトル(→)が当該正三角形のいずれかに必ず位置することから、その正三角形の中で入力電圧指令ベクトルが合成できるよう、瞬時入力電圧ベクトルの出力時間を変化させて瞬時入力電圧の長さを等価的に変化して、入力電圧指令ベクトルを表現する方式である。これにより、MC の入力側の制御が行えるようになる。

一方、MC の出力側には高周波矩形波電圧源が接続されているが、図 19 には高周波矩形波電圧源の情報が直接的には現れない。特に、従来の三相/三相 MC では、出力側の交流を制御するためにはもう一つ瞬時空間ベクトル図を用意して、2 つの瞬時空間ベクトル図から入出力の同時制御を行わなければならなかった。しかし、三相/高周波リンク MC の場合、出力の高周波矩形波電圧は正負の変化では振幅が変化せず、符号のみの変化となる。これを瞬時空間ベクトル図上で考えると、正負の変化はそのまま入力電圧指令ベクトルの矢印を反転させたことに等しい。従って、提案する電圧形直接型空間ベクトル変調法では、出力側の高周波

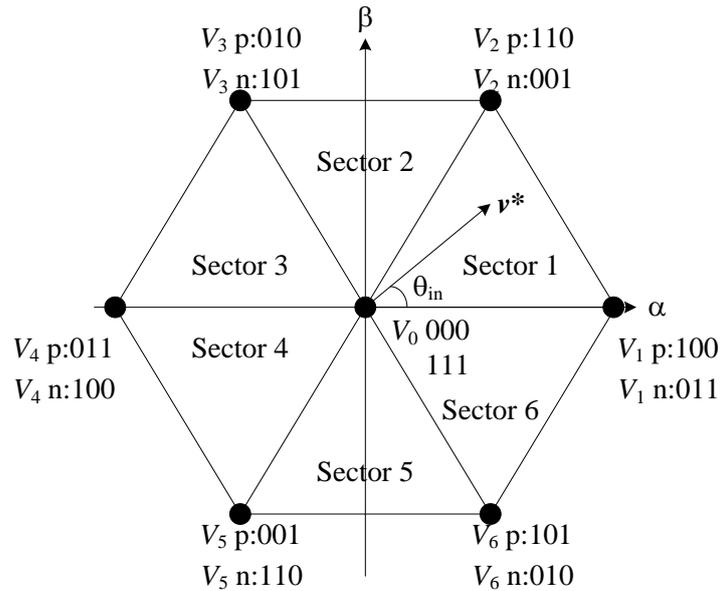


図 19：三相/交流波リンクマトリックスコンバータの瞬時空間ベクトル図

矩形波電圧の正負それぞれに対して、入力電圧指令ベクトルを合成することで、MC の入出力同時制御が達成される。これによって、入力側には三相交流電圧が印加し三相交流電流が流れ、出力側には高周波矩形波電流が自動的に出力される。

MC は、入出力の瞬時電力の同時制御が大前提であり、入力の三相交流電圧に対して、力率 1 の三相交流電流制御が可能である。また、出力の高周波矩形波電圧に対し、同期した高周波矩形波電流が出力されていなければならない。さらに、入力電流波形、出力電圧波形はひずみのない正弦波または矩形波に制御する必要がある。従って、シミュレーションで検討しなければならない点は以下の 4 点である。

1. MC の入出力電力が瞬時で一致すること
2. MC の入力電流波形、出力電圧波形がひずみなく制御できること
3. MC の入力電流波形が入力電圧波形に同期し、かつ入力力率が 1 であること（電圧、電流の位相差から判別する）
4. 高周波矩形波電圧に同期した高周波矩形波電流が出力されていること

電圧形三相/高周波リンク MC に電圧形直接型空間ベクトル変調法を適用し、シミュレーションにてその動作を確認した。図 20 にシミュレーション結果を示す。左図は入力電圧の周波数をベースとした観測波形、右図は高周波矩形波電圧の周波数をベースとした観測波形であり、それぞれ、上から順に、入力三相交流電圧、入力三相交流電流、出力高周波矩形波電圧、出力高周波矩形波電流を示す。

まずは上記項目の 2. を検討する。左図より、三相入力電圧波形と三相入力電流波形が位相を 180deg 反転した波形となっており、三相交流電流の正弦波制御、ならびに、入力力率 1 制御(入力側から見ると回生動作している)が確認できる。入力電流波形に高周波のリプルが重畳しているが、これはフィルタに用いている素子を最適化することで対処可能である。一方、出力側の動作を見てみると、高周波で動作していることから、右

図の波形からは動作を判断できないため、左図中の赤線で囲った点で波形を拡大した右図で出力側動作を確認する。

図 20 右より、出力側の動作を見ると、高周波矩形波電圧の符号反転に同期して、高周波矩形波電流が出力されていることが確認できる。高周波矩形波電流波形の振幅が変化しているのは、MC が入力電圧指令ベクトルに応じてスイッチングパターンを随時変化させることによって入力電流の接続層が変わっているためであり、この高周波矩形波電流波形の振幅変化によって、MC の直接型空間ベクトル変調法による動作が確認できる。また、入出力の電力を計算すると瞬時値で一致していることから、確認すべき事項をすべて満足している。以上より、電圧形直接型空間ベクトル変調法の有用性が確認された。

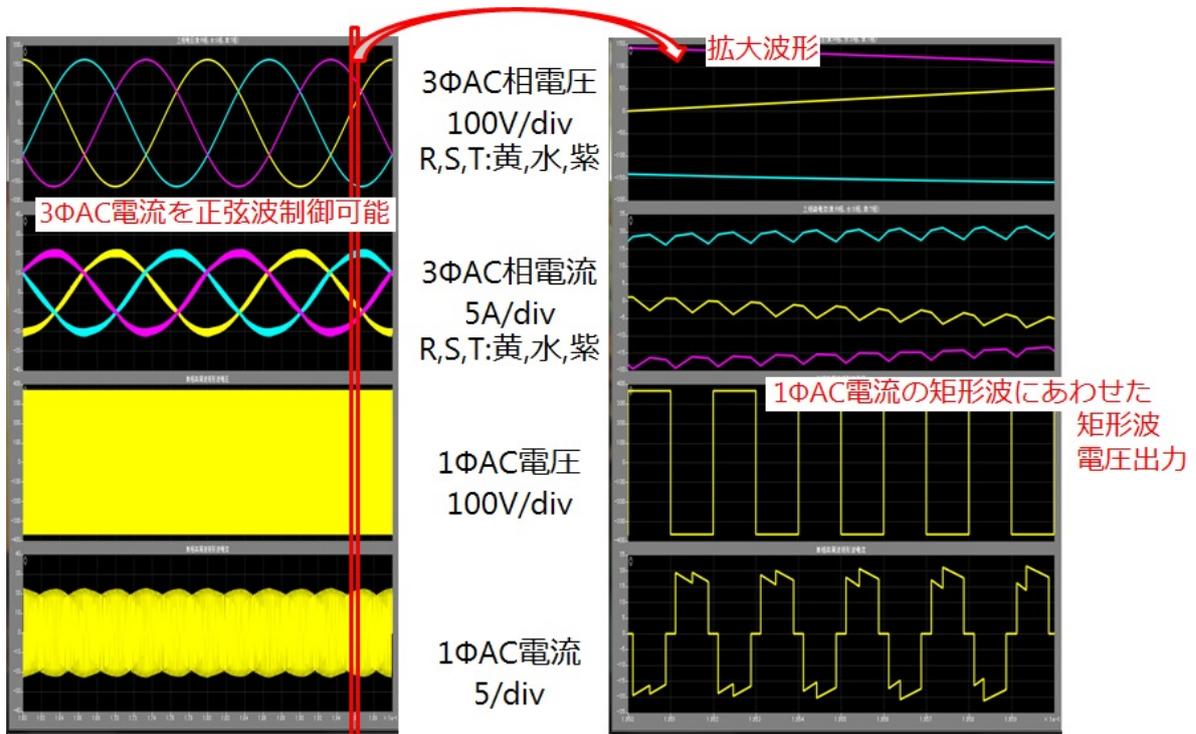


図 20：シミュレーション結果（左）入力電圧波形（右）高周波矩形派電流の観測結果

### 2-3-3 スイッチング素子の損失解析

MC には交流電圧/電流を PWM 制御するため、使用される半導体素子を双方向の電流が制御可能な双方向スイッチの構成にする必要がある。このとき、双方向スイッチには、逆阻止 IGBT と呼ばれる半導体素子を使用することで、MC の損失を低減できることから、逆阻止 IGBT が MC には広く用いられる。一方、近年盛んに研究されている次世代半導体素子として、スイッチング時間が非常に短く、低損失化が期待される SiC MOS-FET についても、本事業で用いる三相/単相 MC では比較検討された例がないため、SiC MOS-FET についても同時に検討した。損失比較では、スイッチング周波数及び装置体積と損失が密接な関係にあることから、スイッチング周波数を変化させた場合の損失、効率の割合について検討した。

表 5 に解析条件を、図 21 に逆阻止 IGBT と SiCMOS-FET の損失解析結果を示す。ここで用いた SiC MOSFET は、解析を行った平成 27 年当時、Rohm 株式会社が販売していた製品の中で、オン抵抗  $R_{DS(on)}$

が最も低い素子(SCH2080KE)での値を採用している。損失解析より、スイッチング周波数が50kHz以下では逆阻止IGBTの方が損失が小さく、効率が高いことがわかる。一方、50kHzではSiCMOS-FETの方が損失は小さくなる。これは、逆阻止IGBTのスイッチング周波数が20kHz辺りで限界となることと、SiCMOS-FETのスイッチング損失が小さく、高周波で動作しても問題なく動作可能なためである。

表 5：解析条件

出力		200Vac、5kW	
SiC MOSFET + SBD	$R_{DS(on)}$	80m $\Omega$	$I_D = 10A$
	$V_{SD}$	1.3V	$I_S = 10A$
	$E_{on}$	0.218 mJ	$V_{DD} = 600V$
	$E_{off}$	0.064mJ	$I_D = 10A$
RB-IGBT	$V_{CE(sat)}$	2.45V	$I_C = 85A$
	$E_{on}$	4.7 mJ	$V_{CC} = 400V$
	$E_{off}$	2.4 mJ	$I_C = 85A$

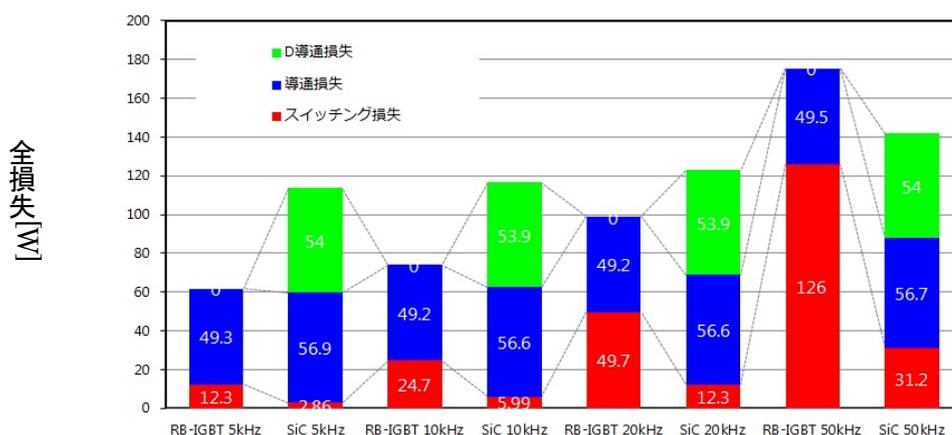


図 21：逆阻止IGBTとSiCMOS-FETの損失解析結果

### 2-3-4 転流

MCの転流動作に着目すると、最も基本的な4ステップ転流を行う場合、電圧の大小関係情報を参照する電圧転流では高周波矩形波電圧を参照する必要がある。

一方、電流の符号情報を参照する電流転流では三相側電流を参照する。電圧転流の場合、電圧は正負の高周波矩形波となるため、三相/三相マトリックスコンバータと比較すると単位時間あたりの大小関係の変動回数が大きく、転流発生のタイミングによっては転流失敗する可能性が非常に高くなる。しかし、符号が切り替わるまでの半周期においては理想的には電圧符号が切り替わることはないため、この間で転流を行う場合に限っては理論的に転流失敗が発生しない。対して、電流転流は商用周波数で符号が変化するため転流失敗の可能性が少ないが、符号切り替え時には電圧転流の組み合わせによって転流失敗を低減できる可能性を持つ。よって、電圧転流と電流転流を組み合わせた転流方式を開発し、動作の確認を行った。

2-3-2のスイッチング動作を転流動作の観点から解析したところ、各上下アームのスイッチング信号は

必ず1制御周期にデューティが50：50となるようにスイッチングすることがわかり、転流動作開発のベースとしている三相/三相マトリックスコンバータの転流動作を比較したところ、転流動作で特に注意しなければならないショートパルス現象が発生しないことがわかった。転流動作の検証（図 22）により、転流動作に失敗がないことを確認した。

以上の転流動作を実装したシミュレーション結果を図 23 に示す。先述の転流動作を導入して転流失敗が起こらないこと、また、三相側の電流が所望の正弦波に制御できていることから、転流動作も含めた三相電流制御が達成できた。

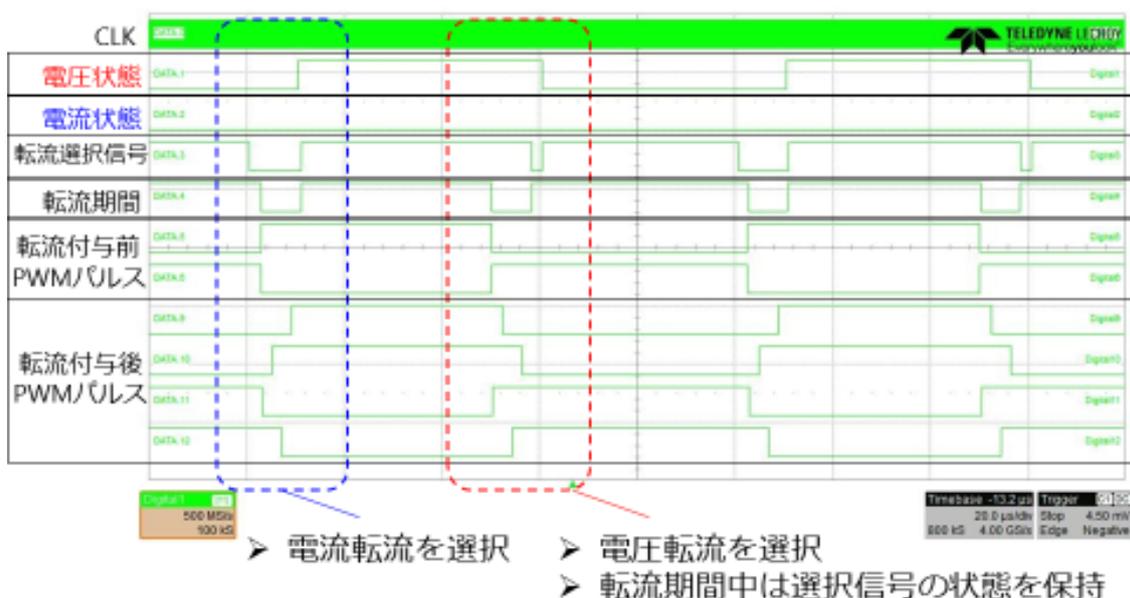


図 22：開発した転流の動作検証図

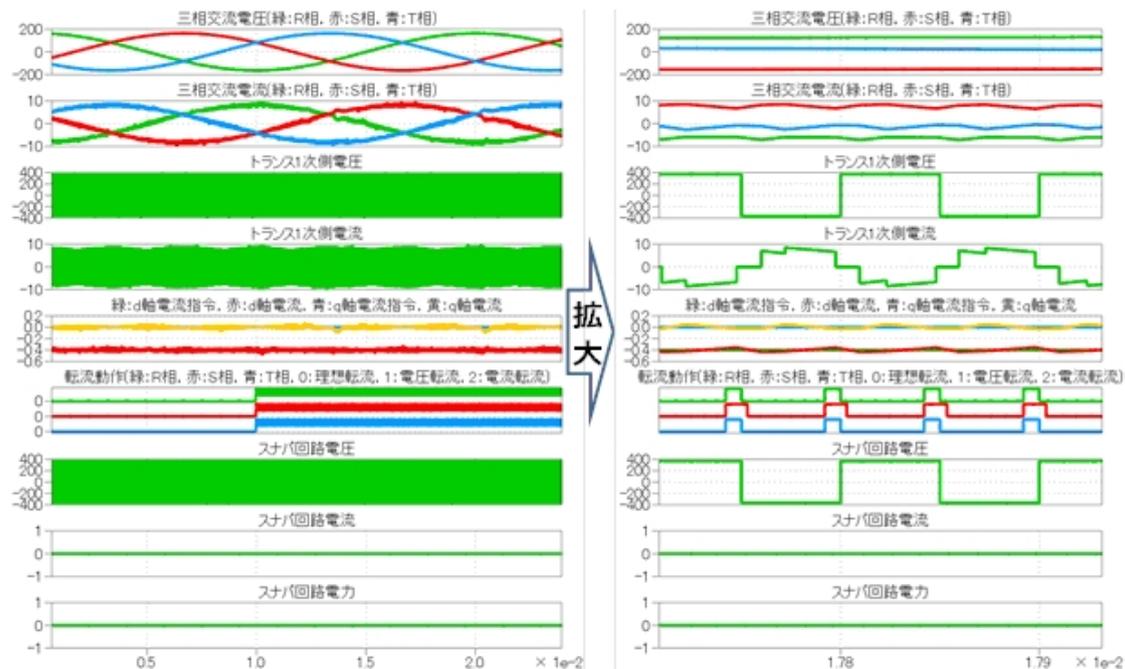


図 23：転流動作を含めたシミュレーション結果

## 2-4 平成28年度試作（株式会社 ACR）

### 2-4-1 経緯

当初はすべての電力変換回路を1枚の基板に配置し目標体積の達成を試みたが、生産性・信頼性・メンテナンス性を鑑み、当該構造は量産に不適であると結論づけた。改めて各変換回路ごとに基板を分離する構造で再検討したところ、次項の方策などにより目標達成の目処が立ったため、当該構造に変更して開発を行った。

### 2-4-2 小型化の方策/検討

- 2-2に記載したように、双方向昇降圧型 DC-DC コンバータについては電流センサを通常3素子配置するところ、1素子に削減した。
- 基板間の接続に、極力基板・コネクタを用いて各基板を密着させた。
- 系統への直流流出を防止するため、三相交流では発/蓄電デバイスと系統間に絶縁トランスの配置が系統連系規程によって義務付けられている。商用周波数では当該トランスが大型になるので、直流を高周波矩形波に変換し高周波リンクを形成することにより、当該トランスを小型化した。また1入力1出力の絶縁トランス4台ではなく、4入力1出力の絶縁トランス1台を配置することとした。
- 配線の低インダクタンス化も重要である。インダクタンスが高いとサージ電圧が高くなり、スイッチング素子保護やノイズ対策が必要となり、その分基板も大きくなる。パワー回路のプリント基板においては、低インダクタンス化のために10層板とし、内層の銅厚は175 $\mu\text{m}$ とした。また、すべての接続する素子間距離が最短となるよう部品を配置した。

- 初期段階においてスイッチング素子モジュール化の検討を行ったところ、構造とコスト・納期の最適解を得ることができず、次回再検討することとした。今回は標準品の富士電機製 RB-IGBT を採用して開発を行った。

これらの方策を適用して試作した製品が図 24 である。

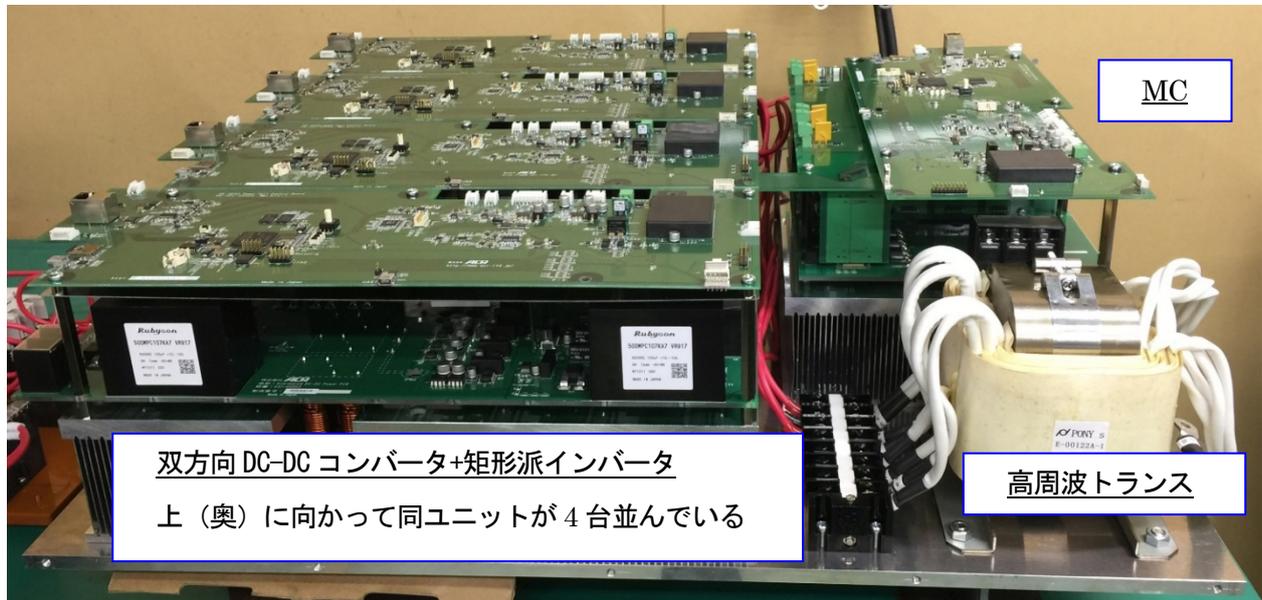


図 24：製品内部

電力系基板について、低ノイズ化（前述）も考慮しつつ最大限の小型化を図った結果、装置の幅・奥行きはそれぞれ 730mm、734.8mm となった。

装置上部に配置した制御基板は、電力系基板と同時期に設計を行ったため、基板形状に関して最適化が不十分となった。その結果、装置高さが目標値 186mm（体積値から逆算）を若干オーバー（212mm）し、体積は 0.114m<sup>3</sup> となり目標未達となった。当該基板の位置を下げるため形状の最適化を行い（図 25 左）、双方向インバータ基板に 3 つある最背高部品のフィルムコンデンサと干渉する部分に穴を開けて再設計したところ、装置高さ 185mm（体積 0.0998 m<sup>3</sup>）となり目標を達成できる見込みとなった。製品概観イメージを図 25 右に示す。

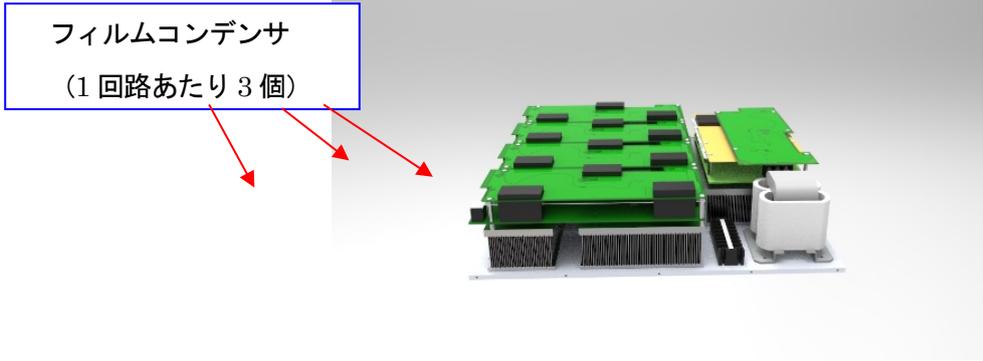


図 25：最適化後の製品イメージ

### 第3章 本論（2）－最適運用アルゴリズムの開発（国立研究開発法人 産業技術総合研究所）

#### 3-1 最適運用アルゴリズムの構築

住宅の負荷の消費パターンを自動的に学習し、住宅の電気料金が低減できる蓄電池及びEVの最適運用手法の開発に向けて、蓄積された過去の需要実績データから翌日の一時間単位の電力需要を予測する手法を確立した。電力の需要は曜日、時間ごとにユーザの生活パターンによる規則性を持つことから、蓄積された過去の需要実績データを用い、翌日の一時間単位の電力需要を予測する。この予測データに基づき、時間帯によって電気料金が変わる時刻別料金制度下で、安い時間帯に電力を蓄え、電気料金が高い時間帯には蓄電池からの電力を供給して、電気料金を削減できるような運用スケジュールを計算する。この際、蓄電池の容量制約や電気自動車の充電完了時刻（使用予定時刻）などを制約条件として取り入れる。

手順としてまず、電力需要データ（6戸4年間、産業技術総合研究所保有）を整理してデータベース化を行い、次に予測手法開発支援ソフトウェアを調達、それらデータとソフトウェアとを用いて過去の同時刻需要の平均やサポートベクターマシンなどの統計的手法による予測手法を比較、数式モデル（図 26）を完成させた。

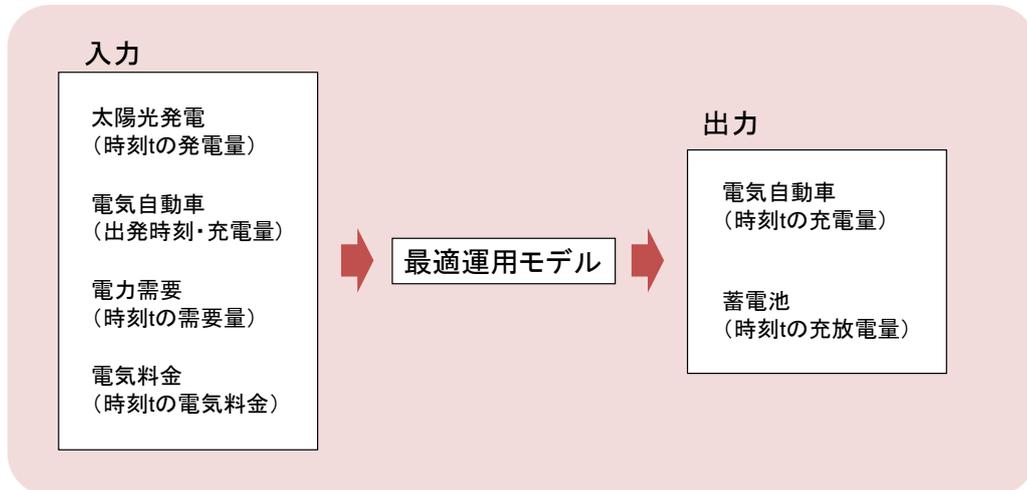
#### 3-2 ユーザーの経済的価値に関する調査

米国におけるデマンドレスポンス（DR）とネガワット市場や、我が国におけるDRの取り組みやネガワット市場の整備状況などについて平成28年度に調査を行い、本装置を用いて電力系統協調を行うことが、エンドユーザーにとっての経済的価値につながる事が判明した。ただし、電力系統協調サービスの提供と、対価としてのインセンティブ受け取りに関する詳細については、ネガワット市場の設計や運用状況を見守る必要があり、現時点では不明確である

またエンドユーザーによるネガワット市場とのアクセスには、アグリゲータの介入が想定される。本装置としては、インターネット等を介して受信したアグリゲータからの情報により電力系統協調を行う機能を実装するべきであると結論した。

## 最適運用アルゴリズム（モデル）

入力データを基に蓄電池とEVの最適運用を求める  
毎日23時に将来24時間の運用を求める



## 最適運用アルゴリズム（モデル）

目的関数 電力費用 → 最小

制約式 電力費用 =  $\sum$  電力購入(t) × 電気料金(t)

電力購入(t) = 電力需要(t) - 太陽光発電(t) + EV充電(t) + 蓄電池充放電(t)  
(蓄電池充放電(t): 充電を正、放電を負)

$EV\_SOC(t) \geq EV$  充電要求量 (t=出発時刻)

$EV\_SOC(t) = EV\_SOC(t-1) + EV$  充電(t)

$EV\_SOC(0) = EV\_SOC$  初期値

$EV$  蓄電容量kWh  $\geq EV\_SOC(t) \geq 0$

$EV$  充電容量kW  $\geq EV$  充電(t)

蓄電池SOC(t) = 蓄電池SOC(t-1) + 蓄電池充放電(t)

蓄電池SOC(0) = 蓄電池SOC初期値

蓄電池蓄電容量kWh  $\geq$  蓄電池SOC(t)  $\geq 0$

蓄電池充電容量kW  $\geq$  蓄電池充放電(t)

下線: 設備容量  
青字: 計算で決定  
赤字: 外部から与える  
緑字: 外部/予測

図 26：最適運用アルゴリズム（モデル）

## 第4章 全体総括

### 4-1 成果

これまでのEMSに対応した電力変換装置は複数の電力源に対して個別に付属されており、導入コストや設置場所の確保などの理由により川下事業者がEMS導入を断念するというケースが少なくない。本研究において複数電力源を統合し、大幅な小型化を実現した双方向電力変換装置を開発したことにより、住宅産業などに対しEMS導入やスマートハウスの普及を後押しすることが可能であると考え。当該装置の総合効率については目標値の一手前までさしかかっており、今後研究開発を進める上での重点課題である。

### 4-2 課題

#### ● 高効率化

双方向インバータにおいて、入出力電圧を一定とした場合、入力側スイッチと出力側スイッチのデューティ比によって効率が変化することがシミュレーションにより判明しており、高効率となるデューティ比の条件を検証する。

解析によると損失の70%がスイッチング素子によるものであり、ソフトスイッチングなどの対策が必要。

冷却方式について、今回の試作では強制空冷としたが、これを自然空冷（ファンレス）として製品寿命をさらに延ばすため、総合的な高効率化を目指す。

#### ● 系統連系機能の実装

MCの制御手法について提案したが、系統連系機能は未実装である。系統連系評価用基板と系統連系評価装置による検証を実施し、本機能の実現に必要な技術要件はすでに抽出済み。

#### ● 横流防止技術開発

MCに2台のインバータを高周波トランスを介して接続し、1台のインバータの電圧を1%低くした場合の横流動作確認の様子を図27に示す。1%のずれでも横流が非常に大きく流れており、電圧の誤差を防ぐ手法や、その他横流抑制方法について引き続き調査/検討する。

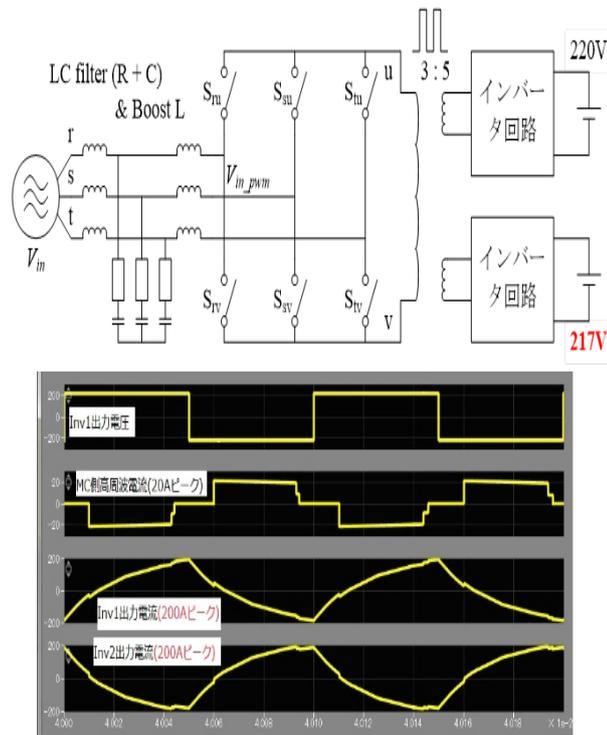


図 27：横流動作 (左) モデル (右) シミュレーション結果

#### 4-3 事業化展開

アドバイザーによると、本事業開始当初のEMS市場における蓄電池を含めたスマートハウス(HEMS)案件は新規建設案件の1～2%程度であり、普及の進捗は極めて遅い。従前課題となっていた小型化と低コストを本装置で実現し、特に導入費用を従来の1/2ほど(3種類電源を導入した場合)に低減すれば、導入実績が10%以上向上すると期待する。それに加え、HEMS全体の販売を底上げすることにより、5年目以降は2割以上の導入を見込んでいる。

また、本装置は我が国のスマートグリッド構想の促進によって導入補助の対象となる可能性を有し、かつ平成24年に経済産業省の蓄電池戦略プロジェクトでも提言されているスマートグリッド社会等の分散電源の促進に寄与できるなど、これらの相乗効果による販売数量の増加も期待する。

本装置は、HEMSのみならず、BEMS、MEMS(マンション向けエネルギー管理システム)といった今後のスマートグリッド構築に不可欠な技術要素である。直流-高周波交流変換部の並列構成により最大50kW程度のシステムを構築し、BEMSやMEMSに加え小規模店舗等への電力管理システムの導入も促進できる。