

低圧大電流に適した 高効率スイッチング技術の開発

A high efficiency conversion switching technology for low voltage
large current input

栗尾 信 広*

N. Kurio

長谷部 孝 弥*

T. Hasebe

奥田 博*

H. Okuda

長瀬 只 雄*

T. Nagase

概 要

ゼロ電流スイッチング技術を適用した新エネルギー応用機器向け高効率DC - DCコンバータの開発を行い、最大変換効率98%以上が確認できたので、その原理・性能・仕様について報告する。また、本DC - DCコンバータを適用した燃料電池用パワーコンディショナの開発も行ったので紹介する。

Synopsis

In this paper, a high efficiency conversion system for new energy with zero current switching technology is presented. An experimental implementation shows the efficiency of the proposed converter higher than 98% at maximum. The feature, performance and specifications of a power conditioning system for fuel-cell system with this DC-DC converter are introduced.

1. まえがき

電力分野においてパワーエレクトロニクス技術の発展により高効率な電力変換（DC - AC、AC - DC、DC - DCなど）が可能となった。高効率での電力変換には次のようなメリットが挙げられる。

- ・電力変換時に発生するエネルギー損失を削減することが出来るため、地球温暖化防止に貢献
- ・変換時に発生する熱を抑えられるため、高い信頼性を確保
- ・上記発生熱を放熱するための装置（ヒートシンク、ファンなど）を小型にすることが可能となるため、装置自体が小型化

新エネルギーと呼ばれるエネルギー源の多くは、低圧大電流といった特長を有している。（特に燃料電池）電力変換装置の損失は電流値の増大に併せて加速度的に増大し、変換効率の低下を招くため、低圧大電流での高効率変換装置の開発が盛んに行われている。

当社では独自の回路方式を用いて、低圧大電流に対して高効率特性を得ることが出来る絶縁型DC - DCコンバータを開発し、さらに燃料電池用のパワーコンディショナへ適用したので報告する。

2. 半導体スイッチング素子の損失

DC - DCコンバータなどに使用されるMOSFET、IGBTなどの半導体スイッチング素子には、次のような損失が発生する。（図1）

スイッチング損失（ターンオン損失、ターンオフ損失）

半導体スイッチング素子がオフからオン、オンからオフに変化する短時間の過渡状態において、スイッチング素子に電圧が掛かった状態で電流が流れることによりスイッチング毎に損失が発生する。（図1 - P1, P3）

リカバリー損失

理想ダイオードでは、逆方向に電流は流れない。しかし実際には、順方向に電流が流れた後に急に逆電圧が印

* 技術開発研究所

加されると一瞬逆方向に電流が流れる。この電流がダイオードのリカバリ電流（図1 - I_{rr} ）であり、リカバリ発生時にはスイッチング素子に内蔵されているフリーホイーリングダイオード（FWD）自体の損失に加えリカバリ電流の流れるスイッチング素子（図1 - S_2 ）にも損失が発生する。（図1 - $P1$ ）

導通損失

機械的スイッチと比べ高速なオン・オフが可能な反面、オン状態においてオン電圧あるいはオン抵抗が存在し、電流が流れることで損失を発生する。（図1 - $P2$ ）

電流遮断時の電圧サージによる損失

半導体スイッチング素子で回路電流を強制的に遮断すると、スイッチング素子には電圧サージ（図1）が発生し、そのサージにより損失が増加する。（図1 - $P3$ ）

半導体スイッチング素子を用いた電力変換技術の発展に伴い、機器の高効率化、高性能化、小型化が求められている。しかし、スイッチング素子によって強制的に電流をオン/オフするハードスイッチング方式では、スイッチング損失の増大、素子の発熱などといった問題が発生する。

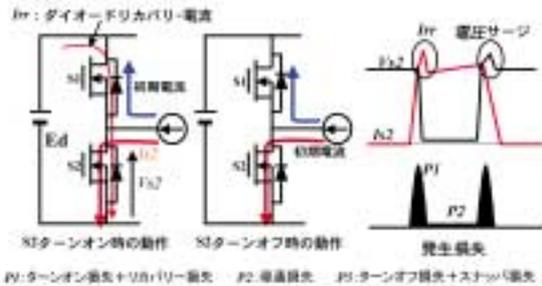


図1 半導体スイッチング素子の各損失

3 . 高効率DC - DC変換技術

3・1 高効率変換のための対策

一般的なDC - DCコンバータの各損失の特徴と損失低減対策を表1に示す。

表1 DC - DCコンバータの各損失と損失低減対策

| 損失の内容 | 振幅依存性 | 周波数依存性 | 低減対策 |
|------------------------|----------------|---------------|---|
| スイッチング素子・ダイオードの順方向電圧降下 | I に比例 | 依存性なし | 素子・ダイオード並列接続 |
| 回路の直流抵抗 | I^2 に比例 | f に比例 | 最短配線構造設計 |
| 表皮効果 | | | リッツ線使用 |
| スイッチング損失 | | | 新制御方式 スイッチング損失=0 電圧電流サージ無し スナバレス リカバリ無し |
| 電圧、電流サージ(スナバ損失) | | | スナバレス リカバリ無し |
| ダイオードリカバリ損失 | | | スナバレス リカバリ無し |
| 巻線交流抵抗損失 | Bm^{1-2} に比例 | f^{1-2} に比例 | リッツ線使用 |
| ヒステリシス損失 | | | 高周波磁性材使用 |
| 渦電流損失 | | | |

高周波スイッチングを行うDC - DCコンバータは、構成されるコンポーネントの材料、製造方法の改善により損失を低減させることが出来る。さらに、近年スイッチング電源の高効率化に適用されているソフトスイッチング方式を採用することで、より損失低減を図ることが出来る。

当社では、このソフトスイッチング方式に注目し、共振現象を用いた従来のソフトスイッチング方式ではなく、電流の転流現象を用いたZCS（ゼロ電流スイッチング）を達成する新しいソフトスイッチング技術を開発した。

3・2 基本回路構成

今回開発を行ったDC - DCコンバータの基本回路を図2に示す。一次側は、二群の単相フルブリッジインバータ（INV1, INV2）、直列コンデンサ（C1, C2）、高周波トランス（T1, T2）、二次側は、フルブリッジのダイオード整流回路（DA1, DA2）、平滑の直流リアクトル（L1）、電解コンデンサ（CE1）にて構成される。直列コンデンサ（C1, C2）は転流動作を補助する役割と、変圧器の直流励磁抑制効果を併せ持つ。

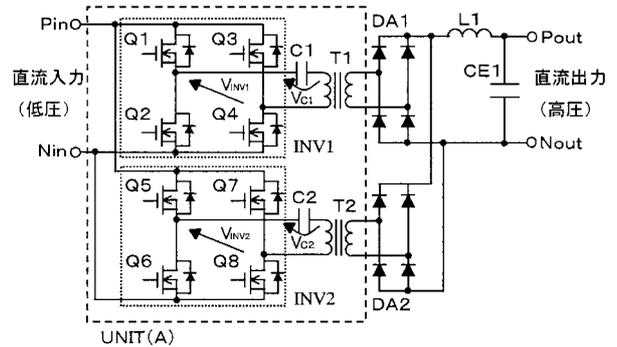


図2 DC - DCコンバータ基本回路図

3・3 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} とした各部の電圧電流波形を図3に示す。また、MODE1~4時の電流流通箇所を図4に示す。

1) スwitching方式

INV1, INV2スイッチングパターン

Q1~Q8のスイッチングは180°通電で、インバータ出力電圧が120°幅の一般的な単相フルブリッジ矩形波インバータである。

INV1とINV2のスイッチング位相関係

出力電圧の位相関係は、INV2がINV1に対して1/4周期(=90°)遅れとする。

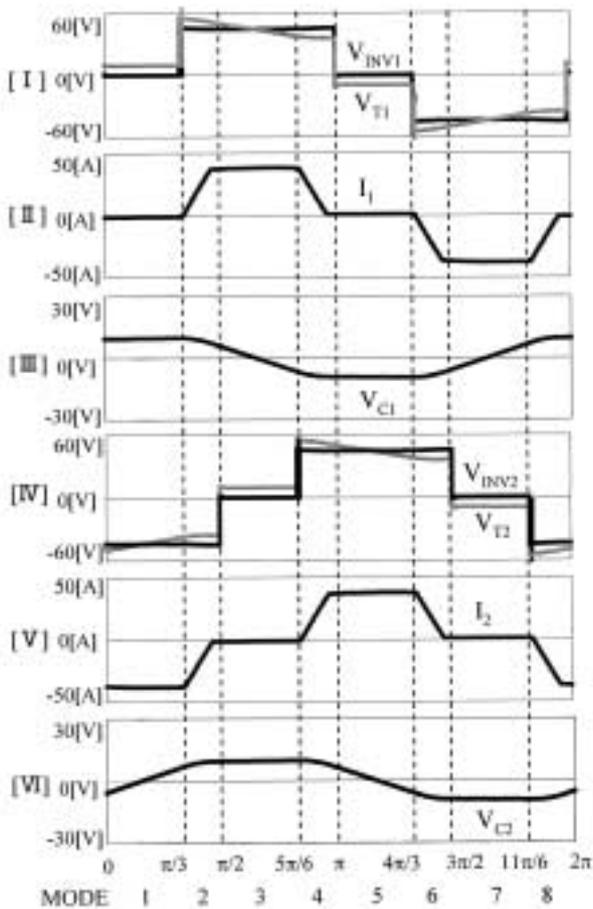


図3 DC-DCコンバータ動作波形

2) ZCS (ゼロ電流スイッチング) の原理

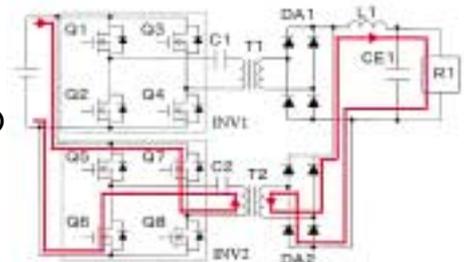
高周波トランスに印加される電圧 V_{T1} 、 V_{T2} は、INV1、INV2の出力電圧 V_{INV1} 、 V_{INV2} にC1、C2の電圧 V_{C1} 、 V_{C2} を重畳したものとなる。(図3 [I] [II] [III] [IV] [V] [VI])

C1、C2の電圧をINV1、INV2の出力電圧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部分の振幅が大きくなった波形となる。

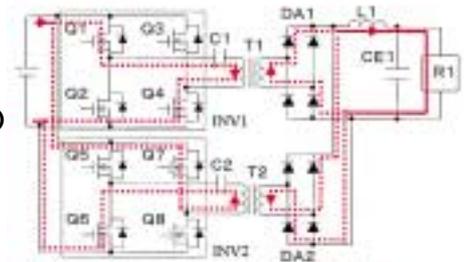
一方、高周波トランスの二次側は並列接続されたダイオード整流回路DA1、DA2により整流されるので、出力電流はINV1がINV2のいずれかが振幅の大きなインバータから供給される。

つまり、出力電流がINV1から供給されている時にINV2のスイッチングを行い、INV2から供給されている時にINV1のスイッチングを行うことでZCSが実現している。

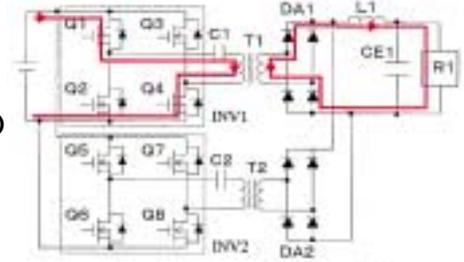
(MODE1)



(MODE2)



(MODE3)



(MODE4)

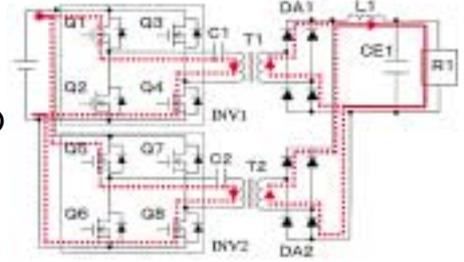


図4 各MODEにおける通流素子と経路

直列コンデンサC1、C2の働き

C1、C2の電圧による出力電圧 V_{INV1} 、 V_{INV2} への電圧重畳が無い場合、図3で示すMODE2、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する電流を均等に分担し(1/2電流値)、MODE2 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MODE2、4、6、8において、INV1、INV2の出力電圧 V_{INV1} 、 V_{INV2} へのC1、C2の電圧 V_{C1} 、 V_{C2} の重畳によってT1、T2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。

MODE2 :

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

MODE4 :

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

絶対値で考えれば、MODE6はMODE2と、MODE8はMODE4に同じである。

C1, C2電圧の重畳による振幅差にて、MODE2, 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を行っていない。(ZCSが達成されている) によって、スイッチング損失、スナバ損失は発生しない。また、インバータアーム素子のフリーホイーリングダイオードFWDを電流が流れるモードが無いためリカバリ損失も発生しない。

実験波形

直流入力40V, 30AにおけるINV1, 2各々の出力電圧、電流波形を図5に示す。 ~ の区間は図4 MODE4に相当する。にてINV2の出力電圧 V_{INV2} が立ち上がった後、INV2の出力電流 I_2 が流れ始め、それに伴いINV1の出力電流 I_1 が減衰(ターンオフ)していく。このターンオフはINV1のスイッチングによって行われているものではなく I_2 の転流によって実現されている。にて、INV1は完全に転流が終了した後ターンオフしている。(INV1のZCSが実現)

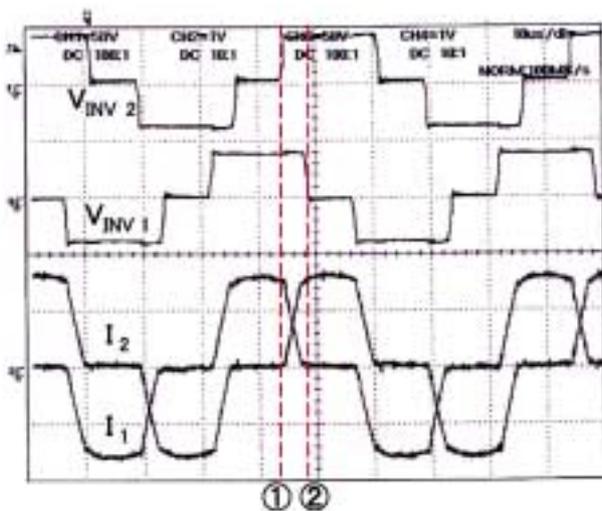


図5 DC-DCコンバータ実験波形 (直流入力 40V, 30A時)

3・4 大容量DC-DCコンバータ回路構成

図2のDC-DCコンバータ基本回路は、各UNITの入力を並列接続し、各UNITの高周波トランスT1, T2の出力をそれぞれ直列接続することで、大容量化が可能である。(図6)

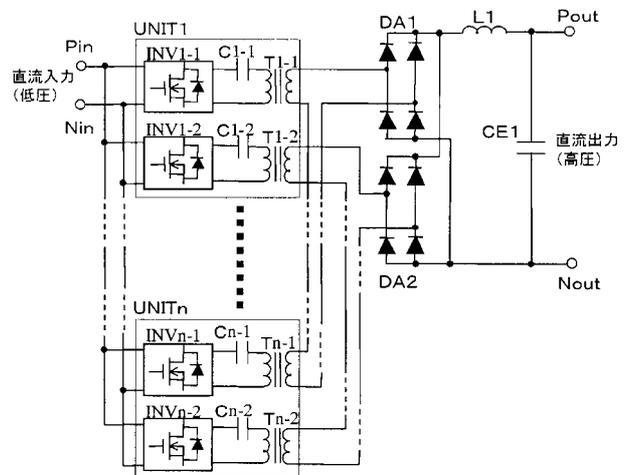


図6 大容量DC-DCコンバータ回路図

3・5 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2に、外觀、外形、質量概要を図7に示す。

実回路では、スイッチング素子には低オン抵抗の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。各UNITにおいて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。

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8に示す。

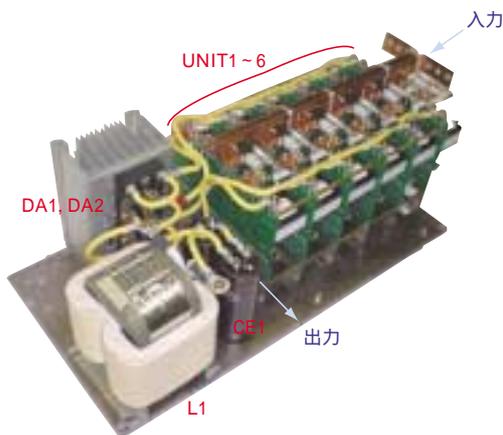
表2 12kW DC-DCコンバータ仕様

| | |
|---------------|------------------------------|
| 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(入力30A以上にて) |
| 出力電圧 | 425V(定格負荷時) |
| 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(パワーヒューズ挿入) ・基板表面温度上昇 |

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、定昇圧比を持った電圧ブースタとして用いた際に、最も高効率となる。(パルス幅制御による出力電圧調整を行うとZCSでは無くなる)

また、高周波変圧器によってDC-DCコンバータの一次側と二次側は絶縁している。



外形：W230 × D600 × H200
質量：20kg

図7 12kW DC-DCコンバータ外観

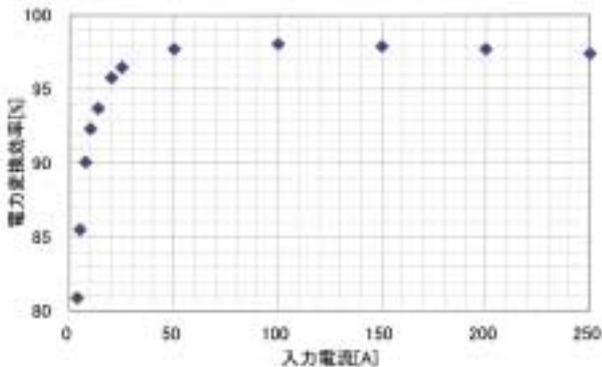


図8 12kW DC-DCコンバータ電力変換効率

4. 高効率DC-DCコンバータの適用例

今回開発したDC-DCコンバータを適用し、高効率燃料電池用パワーコンディショナの開発を行ったので紹介する。

4・1 燃料電池用パワーコンディショナ

燃料電池用パワーコンディショナ6kW機、10kW機の仕様を表3に示す。

DC-ACインバータ部のスイッチングはPWM制御方式で、素子にはIPMを用いた。大電流における損失を最小に抑えるために前段の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。

また、前述したとおりDC-DCコンバータの一次側と二次側が絶縁されているため、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、万一直流側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。

表3 パワーコンディショナ仕様

| 項目 | 6kW機 | 10kW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 | DC48V | |
| 定格出力電圧 | AC200V±10% | |
| 定格出力電力 | 6kW | 10kW |
| 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 | <ul style="list-style-type: none"> 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% ¹ /80kg | 120% ² /130kg |
| 設置形態 | 屋外 | |

6kW機の外観を図9に、10kW機の外観・内部構造を図10に示す。



図9 6kW機外観



図10 10kW機外観、内部構造

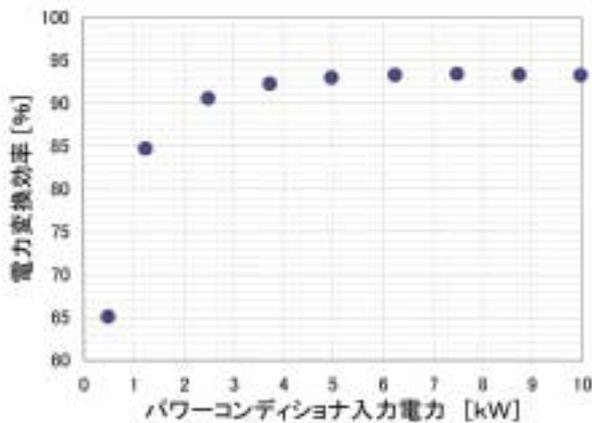


図11 10kW機効率

図11に10kWパワーコンディショナの出力 - 効率特性を示す。(制御損失を含む効率)

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

5. あとがき

今回高効率スイッチング技術の開発紹介とそれを適用した高効率DC-DCコンバータ、燃料電池用パワーコンディショナの紹介を行った。DC-DCコンバータにおいては、ソフトスイッチング技術を用いて定格時の変換効率97%以上、最高で98%を得ることが出来た。また、本変換装置を用いた燃料電池用パワーコンディショナに関しても電力変換効率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応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。

参考文献

- (1) 栗尾、奥田、長谷部、長瀬：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、パワーエレクトロニクス学会JIPE-31-5
- (2) 栗尾、奥田、長谷部、長瀬：定置型燃料電池用パワーコンディショナの開発、電気評論2005年4月号

執筆者紹介



栗尾信広 Nobuhiro Kurio
技術開発研究所
システム研究センター
PEシステム第1グループ グループ長



奥田 博 Hiroshi Okuda
技術開発研究所
システム研究センター
PEシステム第1グループ 主任



長谷部孝弥 Takaya Hasebe
技術開発研究所
システム研究センター
PEシステム第1グループ 主任



長瀬只雄 Tadao Nagase
技術開発研究所
システム研究センター
PEシステム第1グループ