

# インダイレクトマトリックスコンバータを用いた 複数電源連系システムにおける高効率動作領域の検討

加藤 康司\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## An Investigation of High Efficiency Operation Conditions for a Multi-Port Energy Source System Using an Indirect Matrix Converter

Koji Kato\*, student member, Jun-ichi Itoh, member (Nagaoka University of Technology)

This paper describes an investigation of high efficiency operation conditions among three energy sources, which consists of two AC and one DC power supplies. The interface converter, which is the indirect matrix converter (IMC) is connected with a boost DC/DC converter at the DC link part of the IMC with an active snubber. In addition, the proposed converter can achieve a wide control range of output voltage by controlling the active snubber circuit. The efficiency of the interface converter depends on the power sharing ratio of each energy source. In order to determine the losses of the proposed circuit, a loss analysis method is established in the IMC. As a result, the high efficiency operation conditions and the validity of the proposed circuit are confirmed by the loss analysis. Furthermore, the experimental results confirmed that the input power factor is over 99% and the maximum efficiency is 95.4%.

キーワード: インダイレクトマトリックスコンバータ, 損失解析, 高効率動作  
(Indirect matrix converter, Loss analysis, High efficiency operation)

### 1. はじめに

電力変換器の小型・高効率化に伴い、次世代の HEV や系統連系の電力変換器として、マトリックスコンバータやインダイレクトマトリックスコンバータ(以下、IMC)といった、AC/AC 直接電力変換器が注目されている<sup>(1-3)</sup>。HEV や系統連系の電力変換器は、太陽光発電や燃料電池のような直流電源と、風力発電のような交流電源を連系する必要がある。よって、従来システムでは、PWM 整流器とインバータで構成される Back-To-Back(以下 BTB)システムに DC/DC コンバータを組み合わせたシステムが一般的である。この場合、直流部にはエネルギーバッファとして電解コンデンサが必要となるため、システムが大型化するという問題が生じるため、さらなる高電力密度化が困難である。

一方、AC/AC 直接電力変換器は電解コンデンサを必要とせず、また、回路構成や制御を工夫することで、高効率化が可能<sup>(4,5)</sup>であるため、高電力密度化を達成できる電力変換器として研究されている。著者らは、HEV や系統連系に適した高電力密度な電力変換器として、IMC を用いた直流電源と交流電源の連系システムを提案し、その有用性を実験により確認している<sup>(6-8)</sup>。しかし、提案システムは、3 つの入出力ポートを持つため、電源や負荷の状況によって効率が変化する。そのため、高効率な動作領域が不明確である。

回路の最適設計法や高効率動作領域を検討するために、スイッチングデバイスの損失解析が重要になる。インバータや DC/DC コンバータ等は、各デバイスメーカーで損失解析用のツール<sup>(9)(10)</sup>が用意され、損失解析が容易であり、簡単に回路設計が可能である。しかし、IMC は、回路構成の複雑さや交流を交流に直接電力を変換するため損失解析が困難である。従来手法として、回路シミュレータ(PSIM, Powersim Technologis Inc, PLECS, Plexim etc.)を用い、スイッチの両端の電圧と電流を検出し、スイッチング素子のテーブルを読み込み、損失解析する方法がよく用いられる<sup>(11)(12)</sup>。しかし、多くの動作条件にて解析する場合、シミュレーション回数が多くなるため、解析が煩雑になり、最適設計には不向きである。また、IMC の損失を定量的に解析した論文は、著者の知る限り存在しない。

本論文では IMC の損失を定式化し、簡単に損失を解析できる手法を提案し、高効率動作領域を明確にする。はじめに、IMC の損失を定式化し、従来の損失解析手法と比較することで、提案する損失解析手法の妥当性を示す。次に、提案するシステムの高効率動作領域を検討し、従来システムと比較することで提案システムの高効率動作領域を明らかにする。最後に、実験により提案するシステムの有用性を確認したので報告する。

## 2. 提案回路と基本的な動作

### <2.1> 提案回路構成

図 1 に提案する直流電源と交流電源連系システムの主回路構成を示す。提案回路は、電流形整流器と電圧形インバータで構成された IMC の直流リンクに、DC/DC コンバータ接続することで、直流電源と交流電源を連系する。また、提案回路はスナバ回路にスイッチを設け、アクティブスナバとして動作させるとことで、提案回路の出力電圧範囲を改善可能である。

表 1 に提案回路のエネルギーフローを示す。提案システムは、3 方向のエネルギーフローを持つため、エネルギーフローにより 6 種類の動作モードに分けられる。

図 2 に提案回路の基本的な動作を示す。アクティブスナバと整流器は、電源短絡を防止する必要がある、同時に動作してはならない。よって、提案回路は、アクティブスナバの動作状況により図 2(a)と図 2(b)の 2 種類の動作を行う。

図 2(a)のように、アクティブスナバスイッチ  $S_c$  がオフのとき、通常のスナバ回路として動作する。また、図 2(b)のようにアクティブスナバスイッチ  $S_c$  がターンオンすると、提案回路は昇圧チョップとインバータを組み合わせた回路として動作する。また、提案する制御法は、図 2(a)と図 2(b)の 2 つの動作を連系することで、インバータ側の出力電圧範囲を改善可能である。

### <2.2> 提案システムの制御方法

図 3 に提案回路の制御ブロック図を示す。提案回路の整流器側は、文献(3)の手法を用いて制御する。インバータ側

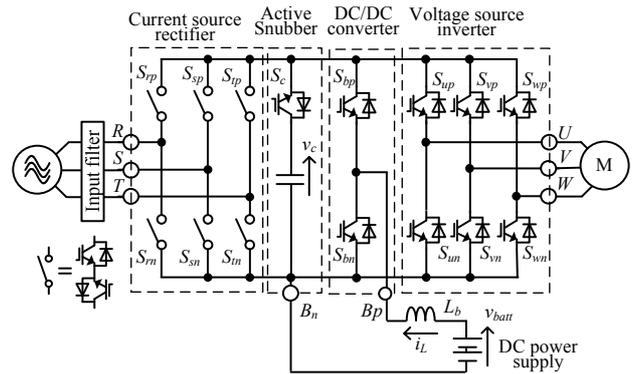
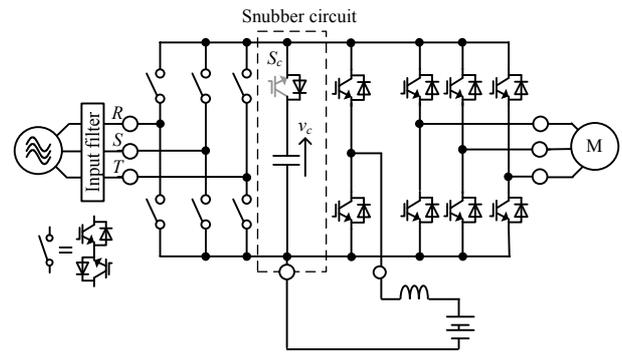
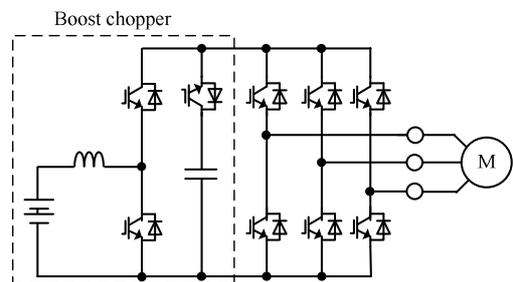


Fig. 1. Proposed circuit.



(a)  $S_c$  is turned off.



(b)  $S_c$  is turned on.  
Fig. 2. Equivalent circuits of the proposed circuit.

Table 1. Energy flow of proposed converter.

Energy flow section	Power grid operation	Battery operation	Motor operation
I	Generation	Charge	Motoring
II	Generation	Charge	Generating
III	Generation	Discharge	Motoring
IV	Regeneration	Charge	Generating
V	Regeneration	Discharge	Motoring
VI	Regeneration	Discharge	Generating

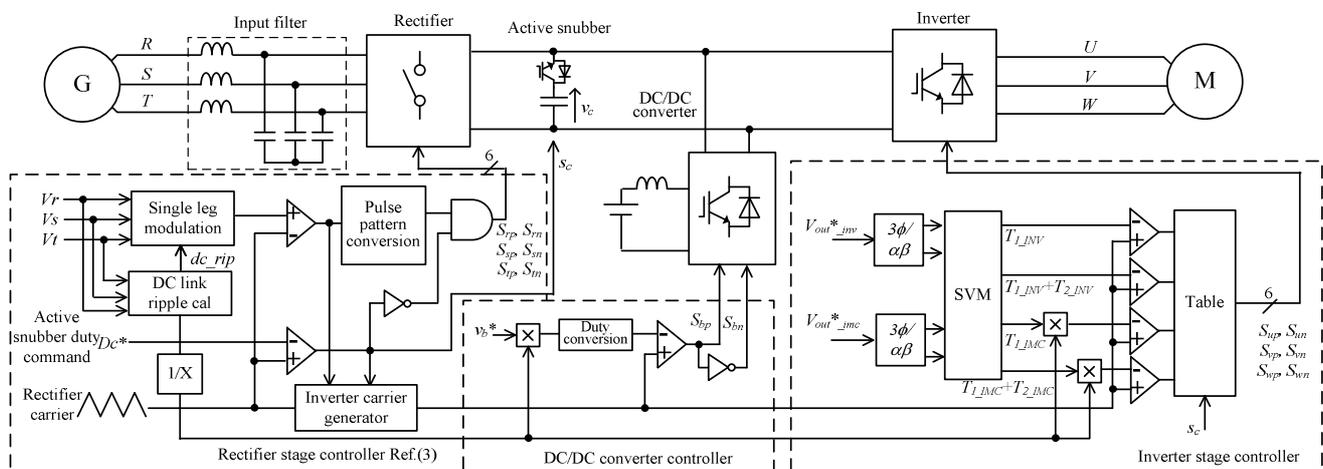


Fig. 3. Control block diagram of proposed converter.

は空間ベクトル変調を用い、DC/DC コンバータは、キャリア比較変調を用いる。ここで、整流器側には、インバータのゼロベクトル期間を利用したゼロ電流スイッチングを適用するため、DC/DC コンバータの下アームのスイッチングとインバータのゼロベクトルを同期させて制御する。

図 4 に提案回路の 1 制御周期中の動作を示す。アクティブスナバを動作させる場合、提案回路は 1 制御周期中に図 2(a)と図 2(b)の動作を交互に繰り返すため、直流リンクの 1 制御周期  $T_s$  中の平均電圧  $E_{dc}$  は IMC の整流器側のデューティを  $D_{rec}^{**}$  とし、アクティブスナバのデューティを  $D_c^*$  とすると、(1)式のように表せる。

$$E_{dc} = D_{rec}^{**} v_{in} + D_c^* v_c \dots\dots\dots(1)$$

よって、アクティブスナバを動作させることで、インバータ側の出力電圧範囲を改善できる。

### 3. 損失解析及び損失定式化

提案回路の高効率動作領域を検討するため、提案回路の損失を定式化する。ここでは、簡単化のため、IMC の損失を解析する。IMC の総合損失  $p_{imc}$  は以下のように整流器損失  $p_{rec}$  とインバータ損失  $p_{inv}$  の和で表すことができ、また、インバータと整流器は独立しているため、それぞれ計算できる。

$$P_{imc} = P_{rec} + P_{inv} \dots\dots\dots(2)$$

#### 〈3.1〉 整流器側損失解析

図 5 に IMC の損失解析用等価回路を示す。IMC の整流器は電流形整流器として動作するため、上アームと下アームのスイッチは、どれか必ずターンオンしている。よって、整流器の瞬時導通損失  $p_{c\_rec}$  は(3)式のように、直流リンク電流  $i_{dc}$  コレクタ-エミッタ間  $v_{ce}$  を用いて表すことができる。

$$p_{c\_rec} = 2i_{dc}v_{ce} \dots\dots\dots(3)$$

ここで、IMC の直流リンク電流は PWM 波形であるため、整流器の導通損失は、スイッチングに起因する高調波成分まで含める必要がある。直流リンク電流は、スイッチング関数を用いて(4)式のように表すことができる。

$$i_{dc} = s_{up}i_u + s_{vp}i_v + s_{wp}i_w \dots\dots\dots(4)$$

ここで、スイッチング関数をフーリエ展開し、スイッチング周波数成分を求める。例えば、スイッチング関数  $s_{up}$  についてフーリエ展開すると、(5)式を得る。

$$s_{up}(t) = D_u + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\pi D_u \cos n\omega_s t \dots\dots\dots(5)$$

ここで、 $\omega_s$  はスイッチング角周波数、 $n$  はスイッチング周波数に対する高調波の次数を示す。また、 $D_u$  はスイッチ  $s_{up}$  のデューティ比である。

(4)式,(5)式を用いて、IMC の直流リンク電流を求めると、(6)式のように有効電力に応じて流れる成分と、スイッチ

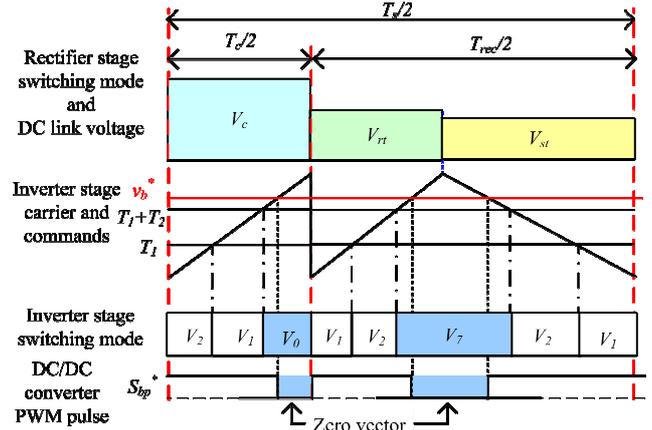


Fig. 4. Relation between the inverter carrier rectifier pulse and DC/DC converter pulse.

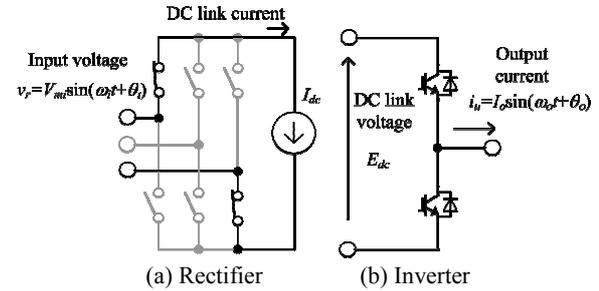


Fig.5. Equivalent circuit for the IMC.

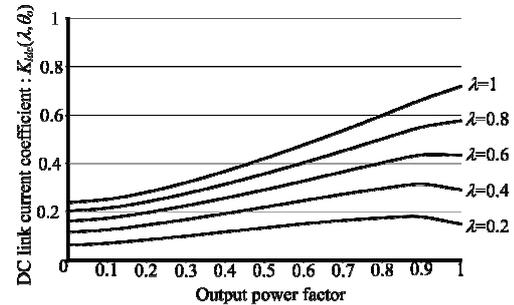


Fig. 6. DC link current coefficient :  $K_{idc}(\lambda, \theta_o)$ .

グによる高調波成分に分けることができる。

$$\begin{aligned} i_{dc} &= s_{up}i_u + s_{vp}i_v + s_{wp}i_w \\ &= I_o \left[ \frac{3}{4} \lambda \cos \theta_0 + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin n\pi D_u \cos n\omega_s t \cos(\omega_o t + \theta_0) \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin n\pi D_v \cos n\omega_s t \cos\left(\omega_o t - \frac{2}{3}\pi + \theta_0\right) \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin n\pi D_w \cos n\omega_s t \cos\left(\omega_o t - \frac{4}{3}\pi + \theta_0\right) \right\} \right] \dots\dots\dots(6) \end{aligned}$$

負荷電流 1 周期における平均整流器導通損失は、 $i_{dc}$  の絶対値と  $v_{ce}$  を負荷電流 1 周期で平均すれば良いため、(7)式のように表せる。ここで、(7)式中の積分部分は絶対値を含み非線形であるため、代数計算により解を求めることは困難である。そこで、積分部分を無次元化した係数にて表す。また、直流リンク電流係数  $K_{idc}$  は図 6 にて与えられる。

$$P_{c\_rec} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} 2v_{ce\_rec} |i_{dc}| dt \dots\dots\dots (7)$$

$$= 2v_{ce\_rec} I_m K_{idc} (\lambda, \theta_0)$$

### 〈3.2〉インバータ側損失解析

インバータ側の導通損失は、従来のインバータと同様に計算できる。例えば、u相上アーム IGBT の瞬時導通損失は、(8)式のように、u相電流  $i_u$  とスイッチのデューティ  $D_u$  を用いて表すことができる。

$$P_{c\_inv} = v_{ce\_inv} i_u D_u$$

$$= v_{ce\_inv} I_o \sin(\omega_o t + \theta_0) \frac{\lambda \sin(\omega_o t) + 1}{2} \dots\dots\dots (8)$$

平均導通損失は(8)式を負荷電流1周期で平均すれば良いので、(9)式で表せる。FWD導通損失についても同様に求めることができる。ここで、 $v_{ce\_inv} = k_{i1} i_u + k_{i2}$  とおき、各デバイスのデータシートを線形近似した値を用いる。また、総合導通損失は(10)式にて表せる。

$$P_{c\_I} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} v_{ce\_inv} I_o \sin(\omega_o t + \theta_0) \frac{\lambda \sin(\omega_o t) + 1}{2} dt$$

$$= I_{out}^2 k_{i1} \left( \frac{1}{8} + \frac{\lambda}{3\pi} \cos \theta_0 \right) + I_{out} k_{i2} \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{\lambda}{8} \cos \theta_0 \right) \dots\dots\dots (9)$$

$$P_{c\_inv} = 6I_o \left\{ I_o (k_{i1} + k_{f1}) \left( \frac{1}{8} + \frac{\lambda}{3\pi} \cos \theta_0 \right) + (k_{i2} + k_{f2}) \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{\lambda}{8} \cos \theta_0 \right) \right\} \dots\dots\dots (10)$$

図7にIMCの直流リンク電圧を示す。IMCの直流リンク電圧は、平滑用の電解コンデンサを持たないため、図7中に示す実線部のようにPWM波形となり、入力線間電圧の最大相-最小相電圧及び、中間相-最小相電圧を整流器側でスイッチングし、直流リンクに出力している。インバータ側は、1制御周期中において、図7中に示す点線部と一点鎖線部のように、最大相-最小相電圧及び、中間相-最小相電圧をスイッチングし出力する。よって、インバータ側スイッチターンオン時の瞬時スイッチング損失は(12)式のように表す事ができる。

$$P_{on} = k_{on} i_o f_s \frac{v_{max} + v_{mid} - 2v_{min}}{v_{ces}} \dots\dots\dots (12)$$

ここで  $k_{on}$  はスイッチング1回あたりのスイッチング損失係数であり、 $k_{on} = e_{on} I_c$  とおく。  $I_c$  は素子定格電流であり、 $e_{on}$  はスイッチング1回あたり損失である。  $v_{ces}$  はスイッチング損失測定時にスイッチに印加されるコレクタ-エミッタ間電圧である。ターンオン損失の平均値は、負荷電流1周期と入力電圧1周期の最小公倍数となる周期で積分すれば良いため、以下のように(13)式で表すことができる。

$$P_{on} = \frac{1}{T_{i-o}} \int_0^{T_o} k_{on} I_o \sin(\omega_o t + \theta_0) \frac{v_{max} + v_{mid} - 2v_{min}}{v_{ces}} dt$$

$$= \frac{1}{\pi} k_{on} I_o f_s \frac{9V_{mi}}{\pi v_{ces}} \dots\dots\dots (13)$$

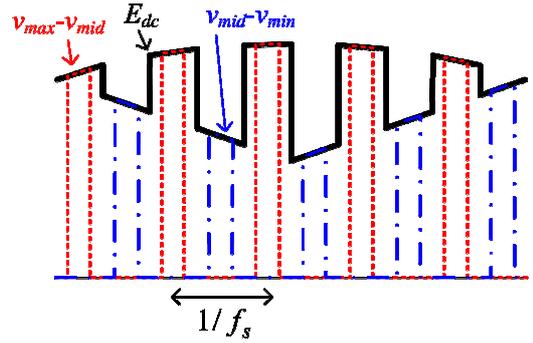


Fig.7 DC link voltage for IMC

Table 2 Loss Analysis parameter.

Input line voltage	200 [V]	Load power factor	0.99
Input frequency	50 [Hz]	Modulation index	1.0
Carrier frequency	10[kHz]	Output current $I_o$	4.72[A]
Rectifier device	SK80GM063 (Semikron)		
Inverter device	2MBI150U2A-060 (Fuji electric)		

よって、インバータの総合スイッチング損失は、負荷電流ピーク値  $I_o$ 、スイッチング周波数  $f_s$ 、直流リンク電圧  $E_{dc}$ 、素子パラメータを用いて、以下のように表すことができる。

$$P_{sw\_inv} = \frac{12}{\pi} f_s (K_{on} I_o + K_{off} I_o + K_r I_o) E_{dc} / v_{ces} \dots\dots\dots (14)$$

ここで、インバータスイッチに印加される電圧は、入力最大-最小相線間電圧と入力中間-最小相電圧の平均値であるため、(15)式にて表せる。

$$E_{dc} = \frac{9}{\pi} V_{mi} \dots\dots\dots (15)$$

DC/DCコンバータの損失はインバータ側の損失解析と同様に求めることができる。

## 4. 高効率動作領域の検討

### 〈4.1〉提案損失解析結果

図8に従来方式として、表2に示す条件にて、回路シミュレータとDLLをリンクさせる従来方式で解析したIMCの損失と、提案解析手法の損失を比較する。図中の実線が計算式、プロット点がシミュレーションを用いて解析した結果である。シミュレーション結果と比較し、提案する手法の損失計算結果はよく一致する。よって、理論解析の妥当性が確認できる。

図9に負荷を変化させた場合のIMC損失の実験値と計算値を示す。ここで、IMCに用いたスイッチング素子は表2の通りである。実験結果と計算結果を比較すると、最大誤差率6%で、実験値と計算値はよく一致する。よって、提案する損失解析手法の妥当性を確認できる。

### 〈4.2〉高効率動作領域の検討

図10に定格容量1kWで計算した場合の、提案回路と従来のBTBシステムの直流と交流の電力分担比と効率の関係及び高効率動作領域を示す。BTBシステムにおける損失は、直流と交流の電力分担比によらず、ほぼ一定である。一方、提案システムの効率は、すべての電力分担比においてBTB

システムより高効率である。

図 10(a)に、整流器側に接続された電源と、DC/DC コンバータに接続された電源より、インバータ側に接続された負荷に電力を供給し、直流電源と交流電源の電力分担比を変化させた場合の効率を示す。電力分担比がゼロの場合、すべての電力は直流電源から、DC/DC コンバータとインバータを経由し、負荷に供給される。この場合、提案回路と BTB システムの回路構成は同様となるため、DC/DC コンバータとインバータの損失は、BTB システムとほぼ同じになる。一方、直流電力の割合を減らし、電力分担比を 1 に近づけるほど、提案システムの効率は向上する。これは、整流器側にゼロ電流スイッチングを適用し、スイッチング損失を低減しているためである。

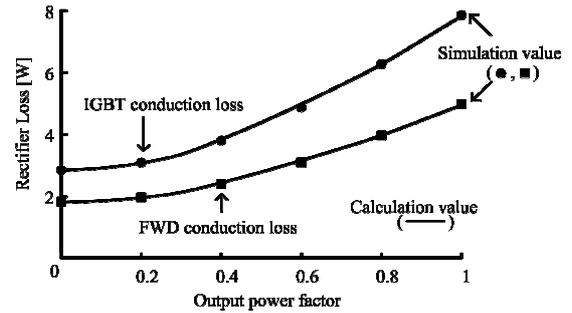
図 10(b)において、すべての電力は整流器を経由して、インバータ側の負荷と DC/DC コンバータの負荷に供給される。この場合、電力分担比が変化しても提案システムの効率は変化しない。

以上の結果より、提案回路は、整流器側にゼロ電流スイッチングを適用しているため、整流器にシステムの電力分担させることで、BTB システムより高効率を得られる。つまり、整流器側の変換器容量を大きく設計するほど、BTB システムと比較して利点を明確にしやすいため、例えば、HEV においてシリーズハイブリッドのように、ほとんどの電力を発電機からモータに供給するシステムで高効率を得られる。

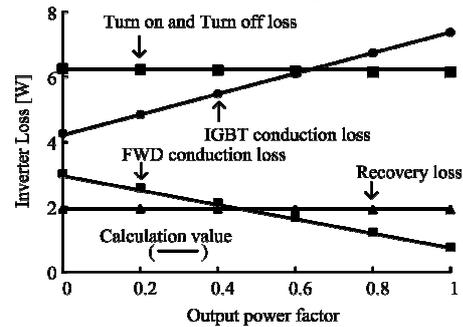
本制御法は、整流器側にゼロ電流スイッチングを適用することで、整流器側を経由する電力を高効率に変換している。一方、インバータ側にゼロ電圧スイッチングを適用する方法が報告されている<sup>(5)</sup>。これは、整流器側はハードスイッチングであるが、インバータ側はソフトスイッチングを達成できる制御法である。提案システムにインバータのゼロ電圧スイッチングを適用することで、ほぼすべてのエネルギーフローで高効率を得られることが期待できる。

## 5. 実験結果

図 11 に提案回路のエネルギーフロー III における実験動作波形を示す。提案回路の動作を確認するため、整流器側に系統、DC/DC コンバータに直流電源、インバータ側に R-L 負荷を用いて実験を行った。なお、インバータ側はデッドタイムを用いて電流を転流しているため、デッドタイム誤差が発生する。これより IMC では、出力電圧と入力電流に誤差が生じるため、著者らの提案する文献(7)の方法を用いてデッドタイム誤差を補償している。実験条件は表 3 に示すとおりである。ここでは、系統と直流電源より、R-L 負荷にエネルギーを供給している。図中の点線部において、アクティブスナバを動作させている。切り替え付近においても、入力電流、出力電流、直流電流に大きなひずみは存在せず、良好に動作している。また、このときの入力電流と出力電流、直流入力電流のひずみ率はそれぞれ、1.4[%]、1.8[%]、2.3[%]であり、提案回路の良好な動作を確認できる。



(a) Rectifier stage loss



(b) Inverter stage loss

Fig.8. IMC loss analysis results.

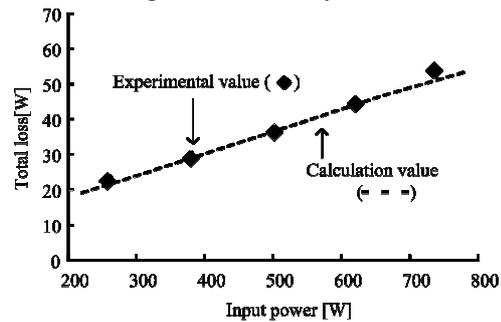
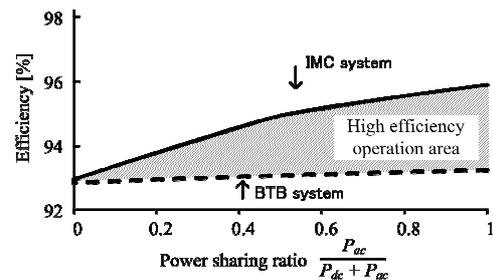
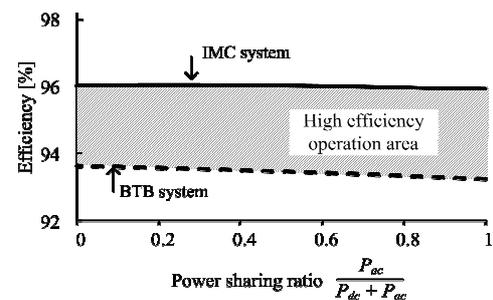


Fig.9. Experimental result.



(a) Energy flow section III.



(b) Energy flow section I.

Fig.10. High efficiency operation conditions for proposed system.

図12にエネルギーフローIIIにおける提案回路の電力分担比を変えた場合の効率を示す。すべての電力を系統からRL負荷に供給した場合、効率は95.4%である。一方、すべての電力を直流電源からRL負荷に供給した場合、効率は93.7%であり、図10(b)に示す効率の傾向と一致する。

よって、提案回路は、整流器に電力を分担させることで、BTBシステムより高効率を得られる。

## 6. まとめ

本論文では、IMCの損失を定式化し、簡単に損失を解析できる手法を提案し、提案システムの高効率動作領域を明確にした。はじめに、IMCの損失を定式化し、簡単に損失を解析する手法を提案した。次に、提案する解析手法を用いて高効率動作領域を検討した。実験により提案するシステムの動作を検証し、以下の結果を得た。

- (1) インダイレクトマトリックスコンバータの損失を定式化し、簡単に損失を解析する手法を提案した。
- (2) 提案する直流電源と交流電源連系システムにおいて、高効率な動作領域を明らかにし、システム設計最適化の知見を得た。
- (3) 実験により提案システムの動作を検証し、入力電流、出力電流及び直流出力電流ひずみ率はそれぞれ1.4[%]、1.8[%]、2.3[%]、最高効率は95.4%を得た。

以上のことから、提案システムの有用性を確認した。今後は、提案システムの最適設計及び高効率制御法の検討を行う予定である。

## 文 献

- (1) J.Itoh, T.Takesita, Y.Sato, N.kimura, M.saito: "Matrix Converter Topology from a view point of Utility Power Line Interface" Proc. of IEEJapan IAS 2006, pp.1-17-22 (I-S3-4), 2006 (in Japanese)  
伊東・竹下・佐藤・木村・斉藤: 「マトリックスコンバータによる交流電源連系技術」平成18年産業応用, pp.1-17-22 (I-S3-4), 2006
- (2) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Transactions on Industry Electronics Vol. 49, No. 2, pp.274-288, 2002
- (3) J.Itoh, I.Sato, H.Ohguchi, K.Sato, A.Odaka, N.Eguchi: 「A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method」IEEJ Vol.124-D No.5,2004(in Japanese)  
伊東・佐藤・大口・佐藤・小高・江口: 「キャリア比較方式を用いた仮想AC/DC/AC変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」電学論D, 124巻5号, 457-463, 2004
- (4) J. W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer and S. D. Round: "The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems" Power Electronics Motion Control Conference 2008 pp.27-42
- (5) J.Itoh, T.Hinata: "Improvement of Waveforms for an Indirect Matrix Converter Using Zero-Voltage Switching", IEEJ Vol.131-D No.1, pp.24-31, 2011(in Japanese)  
伊東・日向: 「ゼロ電圧スイッチング制御法を適用したインダイレクトマトリックスコンバータの波形改善」電学論D, 131巻1号, 24-31, 2011
- (6) Koji Kato, Jun-ichi Itoh: "Control Strategy for a Buck-boost Type Direct Interface Converter Using an Indirect Matrix Converter with an Active Snubber" The Applied Power Electronics Conference and Exposition, p.p. 1684 - 1691 (2010)
- (7) K.Kato, J.Itoh: 「Development of AC and DC Power Supply Direct Interface Converter」IEEJ Vol.128-D No.5, pp.623-630, 2008(in Japanese)  
加藤 康司・伊東 淳一: 「交流及び直流電源連系昇圧形直接電力

Table 3. Experimental parameters.

Input voltage	200[V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50[Hz]		6.6 [ $\mu$ F]
Carrier frequency	7.5[kHz]	Cut-off frequency	1.3[kHz]
Output frequency	40[Hz]	Load	R-L
DC power supply	100[V]	Commutation time	2.5 [ $\mu$ s]

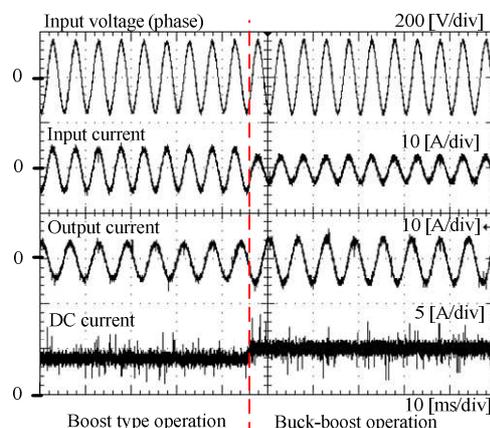


Fig. 11. THD of the input, output and DC current for energy flow section III.

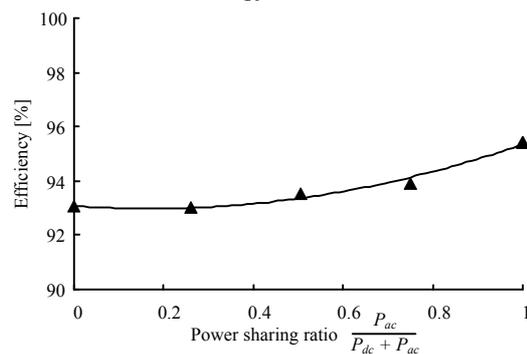


Fig. 12. Relationship between efficiency and the power distribution ratio.

変換器の開発」, 電気学会論文誌 D, Vol.128, No.5, p.p. 623-630 (2008)

- (8) K.Kato, J.Itoh: 「Control Method for Multi Power Supplies Interface System Using Regenerative Snubber」IEEJ Vol.130-D No.4, pp.515-525, 2010(in Japanese)  
加藤 康司・伊東 淳一: 「インダイレクトマトリックスコンバータの回生スナバを利用したマルチ電源連系システムの制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 4, p.p.518-525 (2010)
- (9) 富士電機ホームページ: デザインサポート・IGBT 損失シミュレーション <http://www.fujielectric.co.jp/>
- (10) 三菱電機ホームページ: 三菱パワーモジュール損失シミュレータ <http://www.mitsubishichips.com>
- (11) PowerSim ホームページ: Psim・Thermal Module <http://www.powersimtech.com/>
- (12) Plexim ホームページ: Plecs・Application example <http://www.plexim.com/>