

# インダイレクトマトリックスコンバータを用いた 複数台電動機駆動の検討

市村 大輔\* 加藤 康司 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Investigation of Multi-motor drive system with Indirect Matrix Converter  
Daisuke Ichimura\*, Koji Kato, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper evaluates a control method of multi-motor drive system with an indirect converter, which is based on an asymmetrical triangle carrier. The indirect matrix converters, which achieves downsizing and high efficiency due to no large energy buffer such as an electrolytic capacitor. Several inverters are connected to the DC link part in order to drive each motor. The feature of the proposed method is that it is easy to increase the number of the inverter because the inverter PWM pulses are generated by carrier comparison method.

This paper describes the feature of the system, basic control strategy. In addition, the suppression method of rise chip temperature in the inverter side is also proposed. The basic operation of the proposed system is confirmed by simulation and experimental results.

**キーワード** : 直接形電力変換器, インダイレクトマトリックスコンバータ, マルチドライブ, 可変速駆動  
(Direct power converter, Indirect matrix converter, Multi motor drive, Adjustable speed drive)

## 1. はじめに

交流から交流へ大容量のエネルギーバッファを介さず電力を直接変換する回路として、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がある。これらの直接形交流変換回路は、入力力率を 1 に制御可能であること、大容量の電解コンデンサやリアクトルを必要としないことなどから、従来の PWM 整流器と PWM インバータを用いたシステムと比較して、回路の小形化や高効率化、メンテナンスフリー化が期待できる。このため、直接形交流変換回路について盛んに研究され、一部実用化が始まっている<sup>(1)-(3)</sup>。

一方、整流器を共通として、インバータを複数台接続し、複数の交流電動機を駆動するシステムがプラントなどで良く用いられる。このシステムでは、電動機に個別に PWM インバータを接続することで、個別制御を実現する<sup>(4)</sup>。しかし、従来システムには大容量のエネルギーバッファが必要であるため、装置の大形化や、効率の低下などが問題となる。そこで、複数電動機駆動システムへの直接形交流変換回路の適用を考えると、整流器とインバータの接続方法が課題となる。双方向スイッチを 9 個使ったマトリックスコンバータには直流リンクが存在しないため、直流リンクを介した電力変換器の複数接続は原理的に不可能である。一方、

インダイレクトマトリックスコンバータは直流リンク部があるため、複数の電源または負荷との連系が比較的容易であることから、いくつかの制御方式が報告されている<sup>(5)(6)</sup>。しかし、これらの制御方式には、空間ベクトル変調方式が用いられており、電動機を駆動する二次側電力変換器を追加することは困難である。また、複数の電動機を個別制御する用途において、直接形交流変換回路の適用は、あまり議論されていない。

本論文では、インダイレクトマトリックスコンバータを応用した複数電動機の個別制御法を提案する。著者らが提案しているキャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式<sup>(7)</sup>をインダイレクトマトリックスコンバータにも適用することで、インバータを追加しても単純に電圧指令を増やすだけで対応できる。

また、本論文では、インバータをゼロ電圧スイッチング (ZVS) して、インバータ側に発生する損失を低減する制御方式<sup>(8)</sup>を提案する。この制御方式により、インバータに使用されているスイッチング素子の温度上昇を抑制することができ、特に低速駆動に伴う電流ディレーティングを低減できる。本稿では、提案システムにおける 2 台の電動機の個別制御について、シミュレーション、実験および解析によって検討し、良好な結果が得られたので報告する。

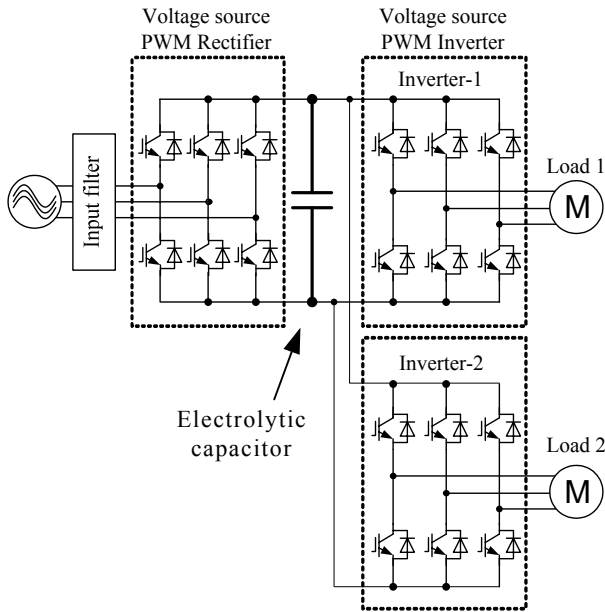


図 1 従来の複数台電動機駆動回路  
Fig. 1. Conventional multi-motor drive system.

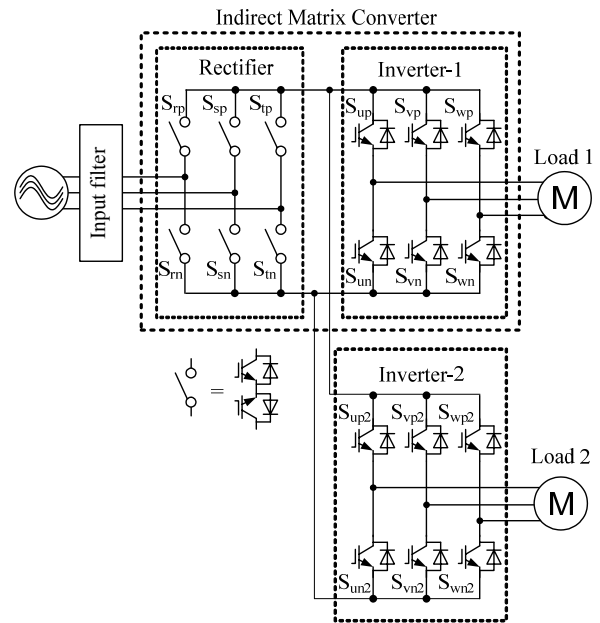


図 2 提案回路  
Fig. 2. Proposed system.

## 2. 回路構成および制御方式

### (2.1) 主回路構成

図 1 に従来の複数電動機駆動システムの一例を示す。従来システムは、1つの PWM 整流器に対して、直流リンクを共有した複数の PWM インバータを接続することで、それぞれのインバータに接続された電動機の個別制御を実現する<sup>(4)</sup>。しかし、従来システムには大容量のエネルギーバッファが必要であるため、装置の大形化や、効率の低下などが問題となる。

図 2 に本論文で提案するシステムの主回路図を示す。提案システムは、1台の電流形 PWM 整流器と、2台の電圧形 PWM インバータを、共通の直流リンクにより接続する。図 1 の回路と比較した相違点は、整流器側に双方向素子を用いること、および、直流リンクに大容量の電解コンデンサが必要ないことである。大容量の電解コンデンサが不要のため、大幅な小形化が期待できる。提案する構成では、配線インダクタンスを低減するため、インバータと整流器の距離は近くなくてはならない。そのため、従来に比べ高集積化が必要となる。しかし、インダイレクトマトリックスコンバータでは全遮断時の誘導性負荷のエネルギー吸収のために、直流リンク部に保護用スナバが必要であり、その保護用スナバを各インバータの直近に配置することで、配置の制約は緩和できる。

### (2.2) 提案回路の基本的な動作

図 3 に提案システムにおける基本的な制御ブロック図を示す。空間ベクトル制御方式を使用する従来法では、2台のインバータの出力周波数が異なる場合、インバータのスイ

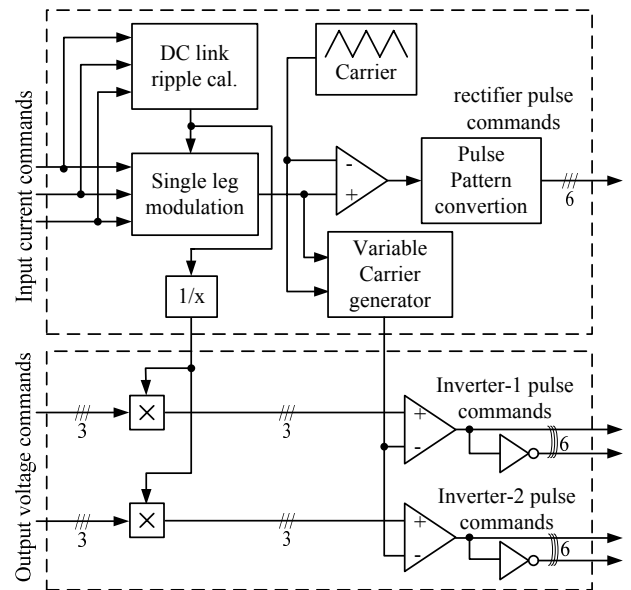


図 3 提案回路の制御ブロック図

Fig. 3. Block chart for control method of the proposed circuit.

ッチングパターンの干渉が問題となるので、慎重に各ベクトル（特にゼロ電圧ベクトル）を配置しなくてはならない。しかし、提案システムはキャリア変調方式に基づいているので、インバータのスイッチングパターンの配置は出力周波数に関わらず一意に決まり、電圧指令をインバータ台数に応じて増やすだけでよい。この提案する制御方式では、整流器側とインバータ側の制御の干渉は、直流リンク電圧の変動補償とインバータキャリアの変形として現れるた

め、インバータを追加した場合においても、整流器側の制御方法に影響を与えず制御できる。従来のインダイレクトマトリックスコンバータと同様に、インバータ側がゼロ電圧ベクトルを出力すると、直流リンク電流がゼロになるので、このとき整流器側をスイッチングすることで、整流器側のスイッチング損失をゼロにできる。

### 〈2・3〉インバータ側 ZVS 方式

電動機駆動システムでは、インバータの出力周波数が低いと、負荷電流が一部のスイッチング素子に集中して半導体チップの温度が急激に上昇する問題が生じる。チップ温度が出力電流 1 周期中に大きく上昇および下降するため、素子内のチップ、ワイヤボンディング、はんだ層の熱膨張率の違いにより応力ひずみが発生し、部品の剥離が起こる。このため、低速では電流容量をディレーティングして使用しなくてはならない。

一方、整流器の入力周波数は系統周波数で一定のため、運転条件によってディレーティングする必要はない。また低速運転時は有効電力が小さいため、整流器の損失は小さい。

そこで本論文では、インバータ側のチップ温度の上昇の影響を抑制するために、インバータ側 ZVS 方式を提案する。本制御法は、従来とは逆に、インバータ側でゼロ電圧スイッチング(ZVS)することでスイッチング損失をゼロにする。

図 4 に本制御法の制御ブロック図を示す。従来方式との相違点は、インバータ側で 1 相変調を行い、整流器側で変形キャリアを用いたスイッチング動作をする点である。本制御法では、インバータ側がスイッチングする時に、整流器側でゼロ電圧を発生させ、直流リンク電圧をゼロにする。このとき、インバータ側でゼロ電圧スイッチングが実現でき、スイッチングに損失が生じない。その結果、インバータ側のスイッチング素子の発熱を抑制することができる。

なお、この方式ではインバータ側のスイッチング損失は発生しないが、整流器側で同等のスイッチング損失が発生するため、変換器全体の損失は変わらない。また、図 4 に示す仮想 AC/DC/AC 方式を応用したインバータ側損失の低減法は、整流器側で電圧を調整するため、インバータを複数接続する場合には、あるインバータを基準にしなければならない。従って、図 4 の制御方式は複数の電動機の出力軸を直結して並列駆動する場合や、インバータの並列接続により容量を増加させる場合、特に有効である。

## 3. シミュレーション結果

### 〈3・1〉複数電動機の個別駆動

表 1 にシミュレーションの条件を示す。シミュレーション PSIM (Powersim 社) ver.7.2 を用いて検証を行った。今回、シミュレーションは、回路の基本的な理論を確認する目的とし、転流時間を設けない理想条件とした。駆動する誘導電動機は、定格出力 750W の 4 極機である。

図 5 に、提案システムの入力、直流リンク電圧および入出力電流のシミュレーション結果を示す。負荷には誘導性

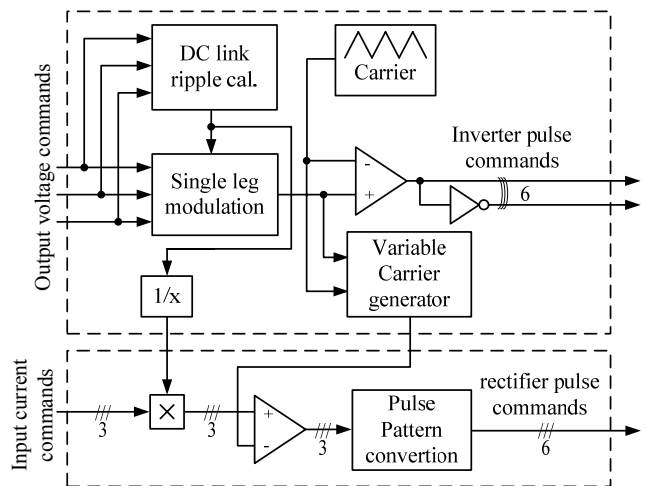


図 4 インバータ側の損失を低減する制御方式の制御ブロック図

Fig. 4. Block chart of the control method for the degreasing inverter losses.

表 1 シミュレーション条件

Table 1. Conditions of the simulation.

Simulation condition			
Input voltage (line-to-line)	200Vrms	Input frequency	50Hz
Input power factor	1	Carrier frequency	10kHz
Reactive load			
Resistance	10Ω	Reactance	10mH
Induction motor			
Rated power	750W	Stator resistance	2.78Ω
Stator reactance	5.634mH	Rotor resistance	2.44Ω
Rotor reactance	5.443mH	Magnetizing inductance	0.1506
Moment of inertia	0.0025kgm <sup>2</sup>	Number of pole	4

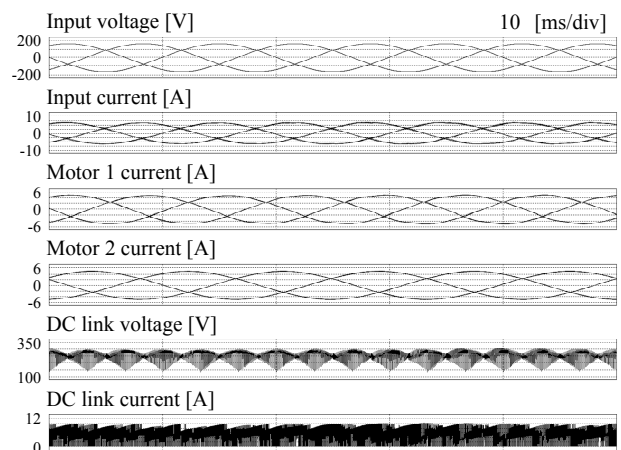


図 5 周波数可変駆動シミュレーション (誘導性負荷)

Fig. 5. Variable frequency simulation results of the multi motor drive system (Reactive load).

負荷を用いている。入力電圧および入力電流は同位相であることから、入力力率を 1 に制御できていることがわかる。出力電流はそれぞれ 45Hz と 40Hz の正弦波に制御されている。直流リンク部の電圧および電流も、所望の波形が得ら

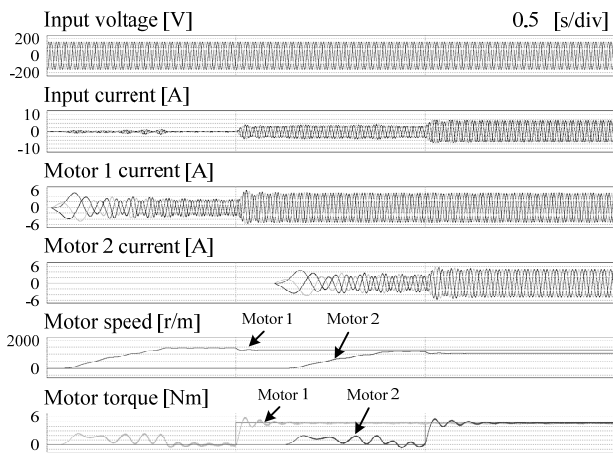


図6 負荷可変シミュレーション結果(電動機負荷)

Fig. 6. Variable load simulation results of multi-motor drive system (Motor load).

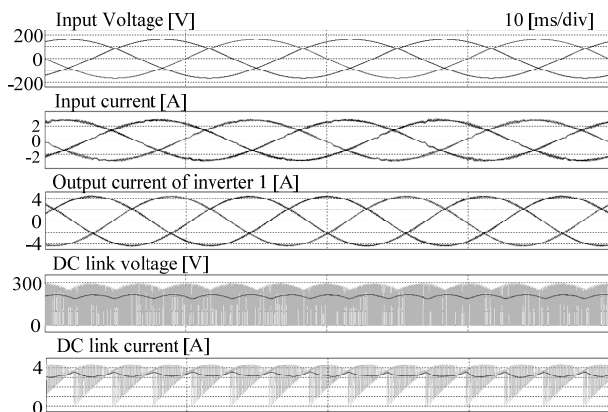


図7 インバータ側 ZVS 方式のシミュレーション結果 (電動機負荷)

Fig. 7. Simulation results of control method of inverter side ZVS operation (Motor load).

れている。

図6に、提案制御方式で2台の誘導機をV/f制御にて駆動させたシミュレーション結果を示す。2台のインバータの出力電流は異なる振幅と周波数を持った正弦波に制御されている。また、電動機が加速およびトルク急変したときには、電動機の軸出力トルクおよび入力電流が脈動している。一方、このとき定速で運転している別の電動機では、出力電流およびトルクはほぼ安定しており、一方のインバータの負荷出力が急変した時においても他方への影響が少ないことがわかる。

### 〈3・2〉インバータ側 ZVS 方式の検証

図7に、インバータ側 ZVS 方式の基本動作のシミュレーション結果を示す。負荷には誘導機を用いている。入力電圧と入力電流の位相はほぼ揃っており、入力力率が1に制御されている。出力電流は60Hzの正弦波に制御されている。

表2 熱解析シミュレーション条件

Table 2. Conditions of the thermal simulation.

Simulation condition			
Input voltage (line-to-line)	200Vrms	Input frequency	50Hz
Input power factor	1	Carrier frequency	10kHz
Output power	7kW	Output frequency	1~500Hz
Load	Current source Load		
IGBT specification			
IGBT model	2MB150N-060 (Fuji Electric)		
Rated voltage	600V	Rated current	50A
Thermal resistance	0.50°C/W (IGBT), 1.33°C/W (FWD)		

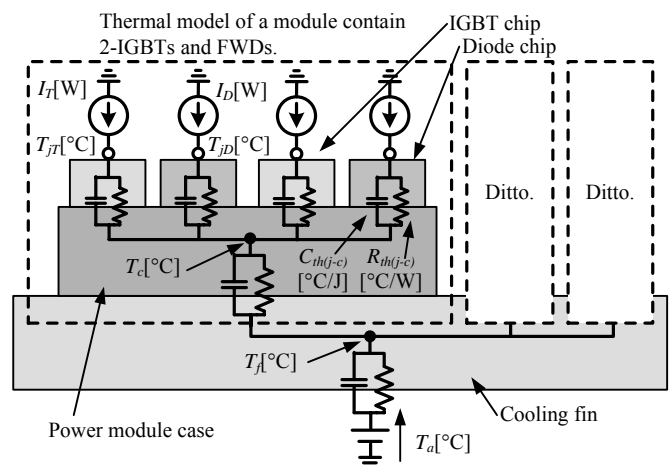


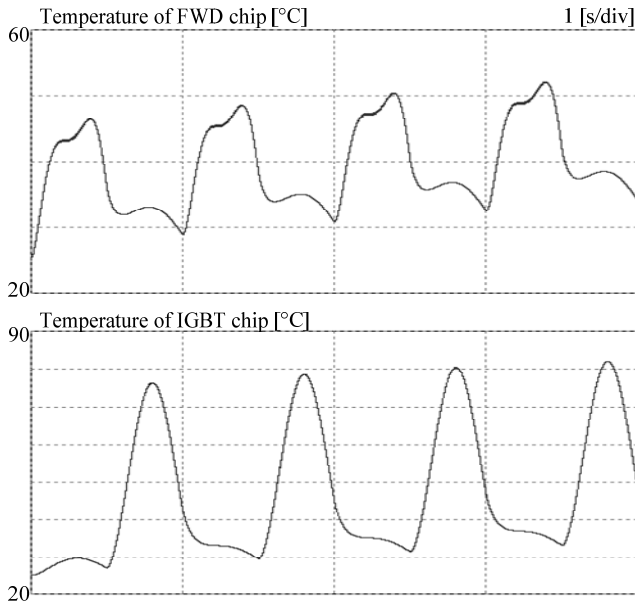
図8 インバータの熱解析モデル

Fig. 8. Thermal analysis model of the inverter side of indirect matrix converter.

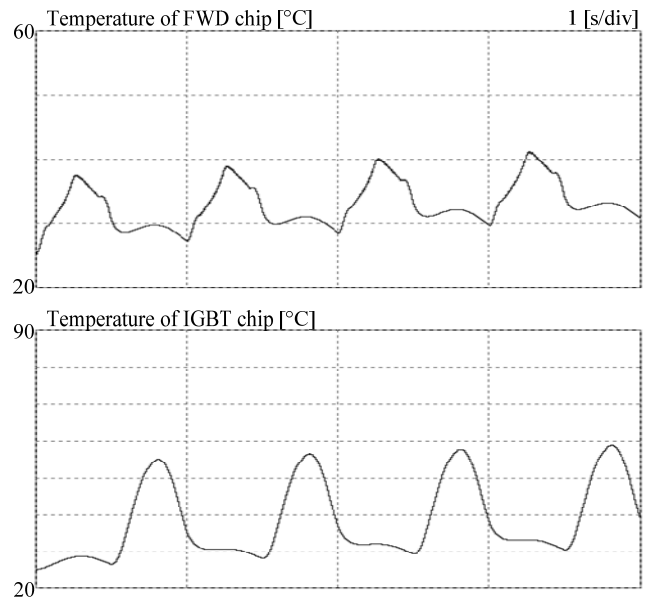
直流リンク電圧および直流リンク電流も所望の波形が得られている。特に提案方式では、ZVSを実現するため直流リンク部の電圧と電流の関係が従来と反対となっていることが特徴である。

インバータ側 ZVS 方式のインバータ側について、従来のインダイレクトマトリックスコンバータと比較して熱解析シミュレーションを行った。表2にシミュレーション条件を示す。また、図8に熱解析シミュレーションの解析モデルを示す。 $R_{th}$ および $C_{th}$ は各素子の熱抵抗および熱容量を示している。 $I_T$ および $I_D$ は、IGBTおよびFWDで発生する損失の瞬時値を電流に等価したものである。なお、IGBT素子はU,V,Wの各相がそれぞれ1つのモジュールに格納され、放熱フィンとは共用とし、雰囲気温度 $T_a=25^\circ\text{C}$ とした。この熱回路により、表2に示した条件下で運転したときのインバータ側ダイオードおよびIGBTの接合温度 $T_{JD}$ 、 $T_{JT}$ を求める。そして、出力1周期中の、IGBTモジュールの温度変化の影響を除いたチップの最高温度と最低温度の差により、温度上昇抑制効果を評価する。

図9にジャンクション温度のシミュレーション結果を示す。FWDチップおよびIGBTチップの温度は、出力周波数と同期したリップルを発生させながら、徐々に上昇し



(a) 従来方式  
(a) Conventional method.



(b) インバータ側 ZVS 方式  
(b) Inverter side ZVS method.

図9 ジャンクション温度の変動

Fig. 9. Fluctuation of the junction temperature on the inverter side.

ていることがわかる。低速時には、出力電流の周期が長い  
ため、インバータ側の発熱が長時間にわたり蓄積する  
ため温度リップルが増加するが、提案方式ではインバータ  
のスイッチング損失がなくなる分、従来方式と比較して  
温度上昇が緩和されていることがわかる。

図10にインバータ出力周波数とIGBTおよびダイオード  
チップの温度リップルの関係を示す。出力周波数の増加と共  
にチップの温度リップルが縮小している事がわかる。また、  
温度差の許容値を同一とした場合、従来の1/4の出力周波数  
で運転させることが可能となる。また、同一周波数では、  
素子に発生する温度リップルの幅が40%から50%低減し<sup>(9)</sup>、パ  
ワーサイクル耐量を大幅に向上することが可能である<sup>(10)</sup>。

#### 4. 実験結果

提案した複数電動機駆動システムおよび制御方式につい  
て、基本的な回路動作を確認するために、実験回路を製作  
し、出力に誘導性負荷を接続して実験を行った。表3に実  
験条件を示す。

図11に、2つのインバータの出力周波数を可変させたとき  
の、複数電動機駆動回路の入出力波形を示す。インバー  
タ1とインバータ2にはそれぞれ誘導性負荷を接続し、各  
インバータの出力周波数および振幅は個別に設定してい  
る。入力電圧と入力電流の位相が揃っていることから、入  
力力率を1に制御できていることが分かる。また、出力電  
流は、それぞれ正弦波状に制御できていることが分かる。  
このとき、整流器の入力電流と2台のインバータの出力電  
流のひずみ率はそれぞれ、9.1%、6.5%、5.0%である。入力  
および出力電流に発生しているひずみは、転流に伴って発

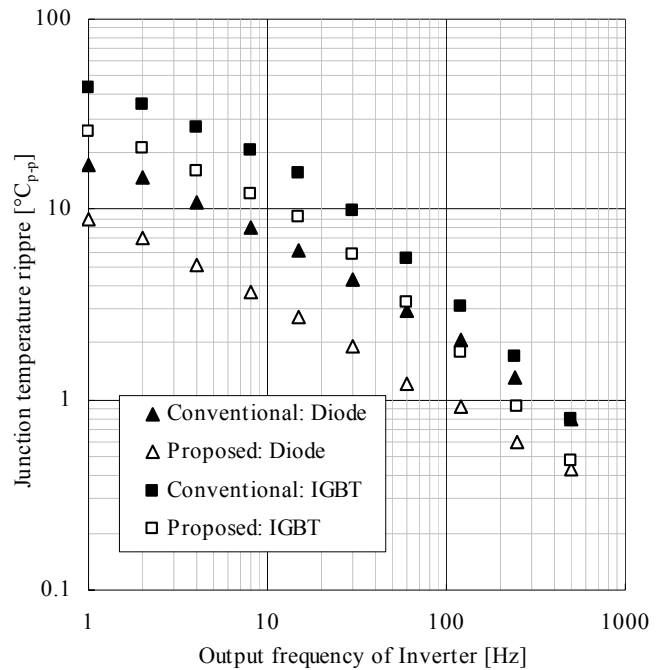


図10 熱解析シミュレーション結果

Fig. 10. Thermal analysis results.

生する電圧誤差に起因する。特に入力電流波形のひずみは、  
出力電圧のゼロ電圧発生期間が短いときに、転流時間が足  
らず、整流器に転流失敗が生じているためである。今後転  
流シーケンスを見直すことによって入力波形の改善が可能  
である。

## 5. まとめ

本論文では、仮想 AC/DC/AC 方式のインダイレクトマトリックスコンバータ制御法を応用した複数電動機駆動システムの簡便な制御法を提案した。また、提案する制御方式の動作について、シミュレーションおよび解析により基本的な動作の検証を行った。更に、誘導性負荷を用いた実験により、提案する制御方式のシステムの動作の確認を行った。その結果、以下の知見を得た。

- (1) 提案システムは入力力率ほぼ 1 で制御できることを確認した。
- (2) 出力電流をほぼ正弦波に制御できる事を確認した。
- (3) 2 つのインバータの出力電流の周波数を個別に可変できる事を確認した。
- (4) インバータ側 ZVS 方式の基本的な動作と、スイッチング損失の減少を確認した。

以上のことから、提案する制御方式とシステムの有効性を確認した。今後は、電動機負荷で詳細な実験を行い、システムの有効性を実証する予定である。

## 文 献

- (1) K. Shinohara and K. Yamamoto: "Technical Trends of Direct AC/AC Converters", IEEJ Vol. 126-D, No. 9, pp.1161-1170 (2006) (in Japanese)  
篠原勝次, 山本吉朗: 「直接形交流電力変換回路の技術動向」, 電学論D, Vol. 126, No. 9, pp.1161-1170 (2006)
- (2) J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister and H. Ertl: "Novel Three Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", IEEE APEC (2002)
- (3) J. Haruna and J. Itoh: "Motor Drive Characteristics of a Matrix Converter with a Generator as Input", JIASC IEEJ, pp.I-45-I-50 (2008) (in Japanese)  
春名順之介, 伊東淳一: 「発電機を電源としたマトリックスコンバータの電動機駆動特性」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-45-I-50 (2008)
- (4) M. Nagase and M. Numazaki: "Locomotive and Freight-Traffic System Supporting Modal Shift", TOSHIBA REVIEW, Vol.58, No.9 (2003) (in Japanese)  
長瀬光範, 沼崎光浩: 「モーダルシフトを支える機関車・貨物輸送システム」, 東芝レビュー, Vol.58, No.9 (2003)
- (5) D. Kumar, P. W. Wheeler, J. C. Clare and L. Empringham: "A Multi-Drive System Based on a Two-stage Matrix Converter", 152, EPE-PEMC (2008)
- (6) C. Klumpner and F. Blaabjerg: "Modulation Method for a Multiple Drive System Based on a Two-Stage Direct Power Conversion Topology With Reduced Input Current Ripple", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 20, NO. 4, pp.922-929 (2005)
- (7) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka and 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)  
伊東淳一, 佐藤以久也, 大口英樹, 佐藤和久, 小高章弘, 江口直也: 「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, Vol. 124, No. 5, pp.457-463 (2004)
- (8) 市村大輔, 伊東淳一: 「インダイレクトマトリックスコンバータのインバータ側損失の低減法」, 電気関係学会北陸支部連合大会, A-73 (2008)
- (9) 市村大輔, 伊東淳一: 「インダイレクトマトリックスコンバータのイ

表 3 実験条件

Table 3. Conditions of the experimentations.

Input conditions			
Input voltage (line-to-line)	200Vrms	Input frequency	50Hz
Input power factor	1	Carrier frequency	10kHz
Output conditions			
	Inverter-1	Inverter-2	
Resistance	19Ω	19Ω	
Reactance	5mH	1.39mH	
Output frequency	15Hz	25Hz	
Output voltage	0.3pu	0.5pu	

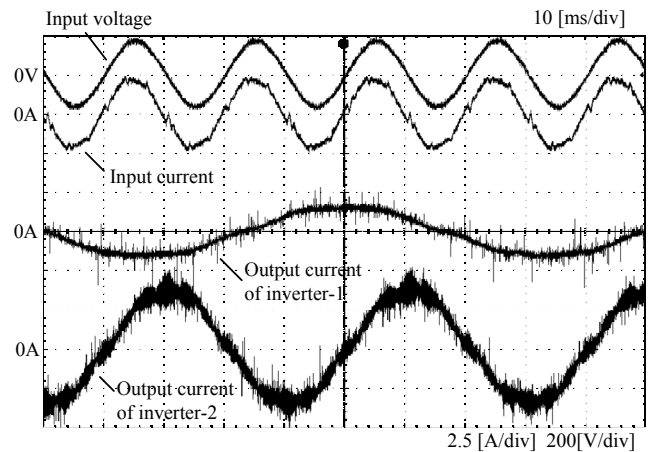


図 11 提案回路の入出力電流波形

Fig. 11. Input and output current waveform of the proposed system.

ンバータ側損失低減による効果の検討」, 電気学会東京支部新潟支所研究発表会, II-18 (2008)

- (10) 岩室憲幸, 富坂忠志, 関康和: 「U シリーズ IGBT モジュールの技術革新」, 富士時報, Vol.75, No.10 pp.555-558 (2002)