

マトリックスコンバータと直流電源の連系制御法の基礎検証

田村 浩志* 伊東 淳一（長岡技術科学大学）

A Direct interconnection method between Matrix Converter and DC Power supply

Hiroshi Tamura*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a parallel operation method using a voltage source inverter and a matrix converter. The proposed concept distributes output power from each converter by divided operation time. The proposed parallel connection system does not need interconnection reactor or transformer between the inverter and the matrix converter.

This paper describes the proposed system and control method. In addition, the basic operation of the proposed method is confirmed with simulations and experiments.

キーワード：マトリックスコンバータ，スナバ回路，電圧形インバータ，並列運転，横流，出力電力分配

(Matrix converter, Snubber circuit, Voltage source inverter, Parallel operation, Cross current, Output power distribution)

1. はじめに

近年，環境問題が注目を浴びており，自然エネルギーや新エネルギーを利用した発電とそれらを連系する電力変換器が盛んに研究されている。電力源には，風力発電や水力発電のような交流電源と太陽光発電や燃料電池のような直流電源があり，これらの連系システムにおいて電力供給の高効率化が要求されている。

一般的に，交流電源から交流負荷へ電力供給する電力変換システムは，直流を介して PWM 整流器とインバータにより構成する。しかし，直流リンク部分に大きな電解コンデンサを必要とするため，大形化および高コスト化といった問題を抱えている。一方，マトリックスコンバータは，直流リンク部分に電解コンデンサや DC リアクトルを必要としないため，小形，軽量，長寿命であり，高効率な電力供給を実現できる。

マトリックスコンバータは，交流から所望の交流に直接変換するため，直流電源を接続するポイントがない。これまでに，直接変換器を応用した直流電源との連系システムとしてインダイレクトマトリックスコンバータを用いた連系法⁽¹⁾が提案されているが，効率の点からマトリックスコンバータのほうが有利である。

一方，過電流や過電圧などの保護動作時に全ゲート遮断するとき，誘導性負荷のエネルギーを吸収するため，マトリックスコンバータには整流機能を持ったスナバ回路を並列に付加しなければならない。

本論文では，マトリックスコンバータのスナバ回路に着

目した直流電源との連携システムおよび連系制御法を提案する。スナバ回路に電圧形インバータを適用して，サージ吸収機能だけでなく，マトリックスコンバータと直流電源の連系を実現する。従来の電力変換の並列接続システムでは，各変換器の出力部分に横流抑制用のリアクトルまたはトランスが必要となり，システムが巨大化する。しかし，本論文では並列に接続された各変換器の動作時間を完全に分割し，出力電力を分配する制御方式を提案する。変換器間に横流が発生しないため，横流抑制用のリアクトルまたはトランスを省略できる。よって，本システムは小形化，高効率化が可能である。ここでは，提案システムおよび制御方法の基礎的な動作をシミュレーションで確認し，実機による実験で所望の動作結果を得たので報告する。

2. 従来の並列運転

電力変換器を多重化する方法としては，直列多重システムと並列多重システムがある。図 1 に直列多重システム，図 2 に並列多重システムを示す。図 1 では，出力電圧はトランスにより加算され，図 2 では出力電流が加算される。直列多重では，出力電圧の高圧化がはかれ，また出力電力の垂直方向の分解能が向上するなどの利点がある。一方，並列多重では，出力容量を増加させることができる。

本論文で提案するシステムは電圧形インバータとマトリックスコンバータの並列多重システムである。一般に多重システムは出力部分に横流抑制用のリアクトルまたはトランスが接続されており，並列接続する変換器数に比例して

システムが巨大化する問題点がある。

3. 提案システムの回路構成と特徴

直流電源と直接変換器を連系する方法に、AC/DC/AC 直接変換器であるインダイレクトマトリックスコンバータを用いた手法が提案されている⁽¹⁾。文献(1)は、インダイレクトマトリックスコンバータの AC/DC コンバータと DC/AC コンバータ間の直流リンク部分に DC/DC コンバータを接続することで、直接変換器と直流電源の連系を実現している。このシステムは少ない部品構成で連系でき、経済的であるが交流から交流の電力変換は、インダイレクトマトリックスコンバータよりマトリックスコンバータの方が高効率を期待できるため、本論文はマトリックスコンバータと直流電源を連系するシステムを提案する。

図 3 に、マトリックスコンバータと直流電源の連系システムを示す。提案システムは、マトリックスコンバータの負荷側のスナバ回路に電圧形インバータを用いて構成し、出力部に連系用のリアクトルやトランスがないため、三相電源と直流電源の短絡を防止しなくてはならない。また、直流電源の電圧は、三相電源の最大電圧より大きくなければならない。よって、直流電源にバッテリーを使用する場合は、別途、昇圧回路を設けたほうが経済的である。

一方、提案回路はマトリックスコンバータのスイッチが全てオフになっても負荷のエネルギーは直流電源に回生するため、転流は 2 ステップに簡略化できる。この結果、マトリックスコンバータのドライブ回路は、通常、18 個必要であるが、ゲート信号が共通化できるので 9 個に削減できる。

4. 制御方式

4.1 出力電力の分配

マトリックスコンバータと電圧形インバータの並列運転において、横流抑制用のリアクトルまたはトランスを省略するために、本論文は 2 台の変換器の動作時間を分割して出力電力を分配する制御方法を提案する。マトリックスコンバータと並列に電圧形インバータを接続しても、マトリックスコンバータは全スイッチを遮断することでインバータに影響を与えない。よって、マトリックスコンバータと電圧形インバータは完全に分離でき、動作時間の分割で出力電力を分配できる。

図 4 に、提案制御法のブロック図を示す。マトリックスコンバータの制御方式には仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽²⁾を用いている。仮想 AC/DC/AC 変換方式は、PWM 整流器/インバータシステムを仮想し、入力側と出力側を単独に制御できるため、従来から提案されている PWM 整流器およびインバータの制御方法を適用でき、応用性の高い制御方式である。また、電圧形インバータの制御は、三角波比較方式を用いている。

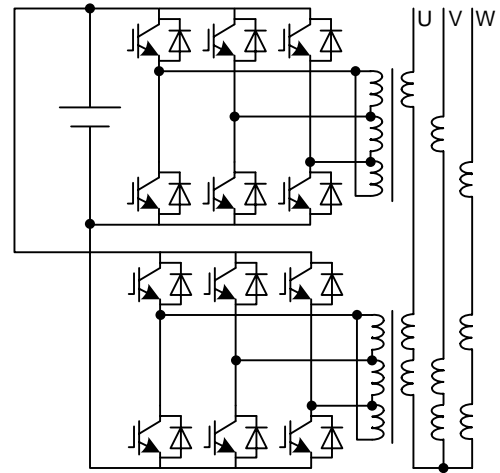


図 1 直列多重インバータ

Fig.1. Series multi level inverter.

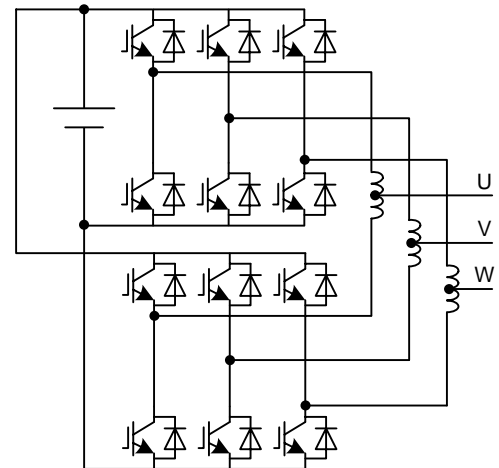


図 2 並列多重インバータ

Fig.2. Parallel multi level inverter.

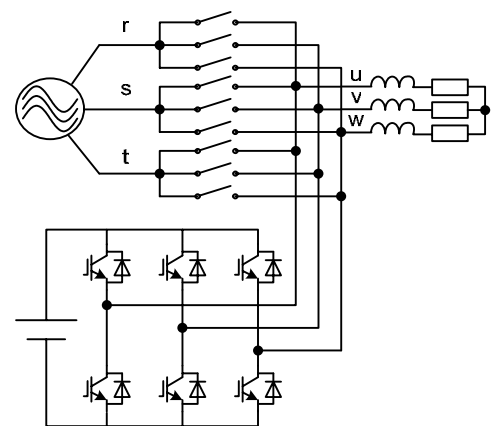


図 3 提案システム

Fig.3. Proposal system.

三相平衡である瞬時有効電力は、常に一定値であるため、変換器の出力電力と動作時間は比例関係にある。ゆえに、変換器 x の出力有効電力 P_x と動作時間 t_x の間には(1)式が成り立つ。

$$P_{MC} : P_{Inverter} = t_{MC} : t_{Inverter} \dots\dots\dots (1)$$

よって、変換器の出力電力は動作時間比により制御できる。しかし、提案回路における並列運転では、直流電源と三相電源の短絡を防止するため、マトリックスコンバータと電圧形インバータを同時にオンすることはできない。そこで、出力電力比と等しいデューティ比を有し、キャリアのピークと同期したゲートブロック信号 GB を生成する。キャリアのピークで切り換えれば、マトリックスコンバータもインバータも零電圧ベクトルを出力している瞬間であるので、電圧の差異は発生せず、安定した切り換えが可能である。切り換えるタイミングは 60° ごとにすることで、各相の電流が均一になる。図 4 では、電源の 6 倍の周波数ののこぎり波を生成し、電力比に比例したデューティ比の切り換え信号を生成している。その後、キャリアのピークでラッチし、ゲート切り換え信号をキャリアに同期させる。よって、図 4 に示したようにマトリックスコンバータのパルスパターン MC_PWM とインバータのパルスパターン INV_PWM は式(2)、(3)で表せる。

$$MC_PWM = (MC_ORI) \wedge (GB) \dots\dots\dots (2)$$

$$INV_PWM = (INV_ORI) \wedge (\neg GB) \dots\dots\dots (3)$$

4.2 出力電圧指令の生成

提案する並列接続システムにおいて、マトリックスコンバータと電圧形インバータの出力電圧は同位相、同振幅、同周波数でなければならない。提案回路の電圧形インバータの変調率は、直流電源電圧の大きさと出力電圧指令値の設定により決定する。一方、マトリックスコンバータの変調率は、出力電圧値の設定と入力電圧の大きさに加えて電圧利用率 0.866 になる点を考慮しなければならない。三相交流電源電圧を E_{in} [V]、直流電源電圧を E_{dc} [V]、キャリアの波高値を 1.0、ある相の出力電圧指令を $v_{out}^* = V_{out} \sin \omega t$ とすると、電圧形インバータの変調率 λ_{INV} 、マトリックスコンバータの変調率 λ_{MC} は式(4),(5)で表すことができる。なお、(4)式はインバータに二相変調を用いた場合であるが、三相変調の場合は、電圧利用率である 0.866 を右辺に乘じればよい。

$$\lambda_{Inv} = v_{out}^* / E_{dc} \quad (E_{dc} \geq E_{out}) \dots\dots\dots (4)$$

$$\lambda_{MC} = 2v_{out}^* / \sqrt{3} E_{in} \quad (E_{in} \geq E_{out}) \dots\dots\dots (5)$$

なお、各相の電圧指令は図 4 に示すように電圧の大きさ指令 v_{q^*} から回転座標変換を用いた三相発信器によって所望の振幅を得る。

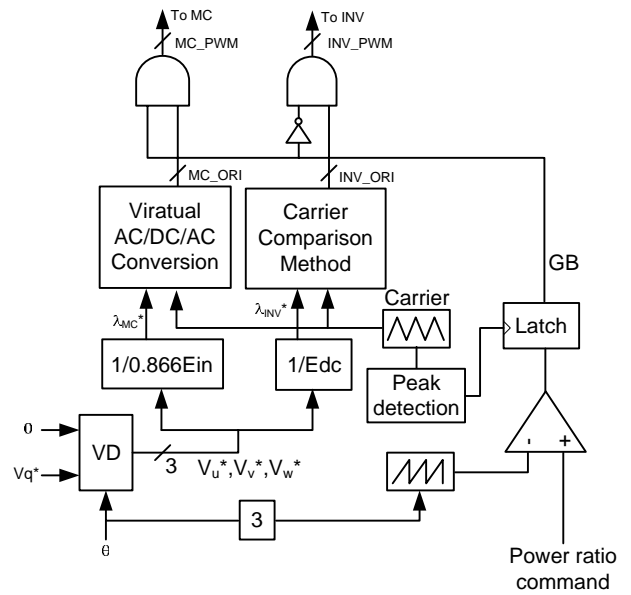


図 4 提案制御方法

Fig. 4. Proposal control method.

表 1 シミュレーションパラメータ

Table1 Experimental parameter.

| Input AC voltage (line_rms) | 200[V] |
|------------------------------------|--------|
| Input frequency | 50[Hz] |
| DC voltage | 284[V] |
| Output voltage reference(line_rms) | 140[V] |
| Output frequency reference | 50[Hz] |
| Output power ratio (MC:INV) | 4:1 |
| Resistance (load) | 5[Ω] |
| Reactor (load) | 10[mH] |

4. シミュレーション結果

提案回路および制御方法の有用性を確認するためにシミュレーションで検証を行う。表 1 は、シミュレーションの各パラメータである。ゲートブロックの動作時間の分割比を $t_{MC}:t_{INV}=4:1$ とし、出力電圧指令 60° 毎に 1 回だけ切り換わる設定にする。

図 5 にシミュレーション結果を示す。図 5 の電流および電圧波形より、出力電流の跳躍などなく、スムーズに動作の切り換え制御ができています。また、マトリックスコンバータ側および電圧形インバータ側の出力電流波形より、変換器間に横流が流れていないことが確認できる。

図 6 にマトリックスコンバータと電圧形インバータの出力電力波形を示す。平均電力を求めるために、各変換器から出力されている電力にフィルタを挿入して観測している。マトリックスコンバータと電圧形インバータの出力電力比を算出すると、 $P_{MC}:P_{INV}=2200:550=4:1$ であり、出力電力比が動作時間分割比に等しいことがわかる。さらに、

動作時間の分割比を $t_{MC}:t_{INV}=4:1$ から $t_{MC}:t_{INV}=7:3$ に変更して、出力電力比の算出を行った。図 6(b)に、動作時間分割比 $t_{MC}:t_{INV}=7:3$ 時の出力電力波形を示す。マトリックスコンバータと電圧形インバータの出力電力比は $P_{MC}:P_{INV}=1940:810=7:3$ となり、動作時間の分割比と一致している。よって、出力電力比は動作時間の分割比により制御できることを確認できた。

4. 実験結果

本論文では、提案回路および制御方法の有用性を実機による実験で検討を行った。図 7 に、実験システムの回路構成を示す。入力にはスライダックを設け、マトリックスコンバータの電圧とインバータの電圧を調整した。実際のインバータ側のシステムはバッテリーと昇圧チョップパが有力である。また、本来並列インバータで保護が可能であるが、実験であるので念のため保護用のスナバ回路を増設している。交流電源電圧を 100[V]、電源周波数を 50[Hz]、直流電源電圧を 180[V]、出力電圧指令を 52[V]($=0.6 \times 0.866 \times 100V$)、出力周波数指令を 30[Hz]、RL 負荷 (12.61[Ω], 3[mH]) の条件で実験を行う。

提案方式による並列運転の特性解析を明確にするために、マトリックスコンバータと電圧形インバータをそれぞれ単体で動作させ、出力電流のひずみ率と出力電力を測定する。

図 8 および図 9 に、マトリックスコンバータ単体動作とインバータ単体動作での出力電圧、出力電流の波形を示す。この時、マトリックスコンバータの出力電流のひずみ率は 3.7%で、出力電力は 219[W]となり、インバータの出力電流のひずみ率は 3.8%、出力電力は 218[W]であった。

次に、提案方式を用いてマトリックスコンバータと電圧形インバータの並列運転を検証する。動作時間の分割比をシミュレーション条件と同じ $MC:INV=4:1$ と設定し、出力電圧指令の 60°ごとにゲートブロックの切り換え制御を行った。図 10 に、ゲートブロック切り換え時における各変換器の出力電流の変化を示す。ゲートブロック信号が Low の時は電圧形インバータのみ動作し、High の時はマトリックスコンバータのみ動作するように制御した。ゲートブロックの切り換わりに応じて、マトリックスコンバータ側とインバータ側から電流を交互に出力できており、ゲートブロック信号が切り換わる瞬間に出力電流の急激な変化もなく、安定的に電力を供給できている。なお、出力電流のひずみ率は 5.3%、出力電力はマトリックスコンバータ側から 165[W]、電圧形インバータ側から 50[W]、全体で 215[W]であった。また、各変換器の単体動作時の出力電流のひずみ率および出力電力と比較しても、ほぼ単体動作に等しい値が得られており良好な結果が得られた。

図 11 に、マトリックスコンバータとインバータを同時に動作させた時の出力電流の高調波解析結果を示す。5 次、7

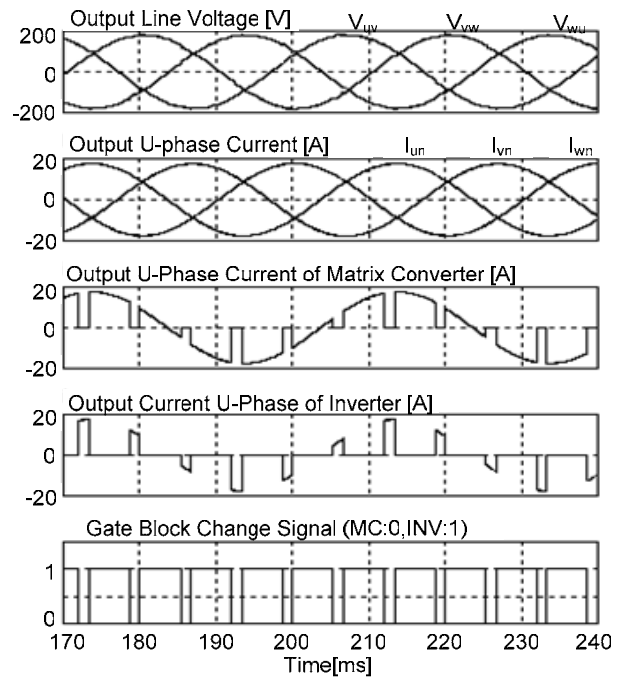


図 5 シミュレーション結果 ($P_{MC}:P_{INV}=4:1$)
Fig.5. Simulation results.

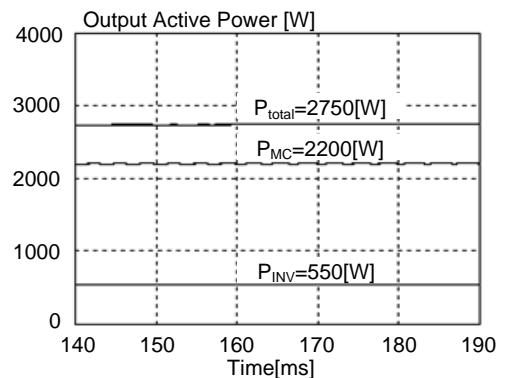


図 6 (a) ($t_{MC}:t_{INV}=4:1$)

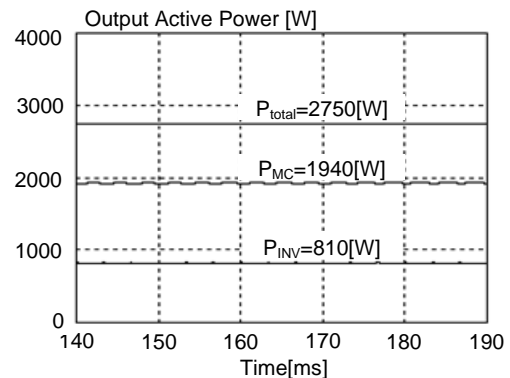


図 6 (b) ($t_{MC}:t_{INV}=7:3$)

Fig.6. Behaviors of the output power distribution.

次, 9次, 11次, 17次の高調波成分が比較的多く含まれていることがわかる。電流波形を改善するには, 出力電圧誤差補償の適用や切り換えに伴うパルス列変化の影響の調査が考えられる。

図12に, 出力電力の分配比指令を $P_{INV}:P_{MC}=1:1$ から 1:10まで変化させた時のマトリクスコンバータとインバータの出力電力値の変化を示す。電力分配比の指令にほぼ等しい出力電力比が得ることができた。

図13に, 出力電力分配比とひずみ率(出力電流)の関係を示す。電圧形インバータとマトリクスコンバータの出力電力比が $P_{INV}:P_{MC}=1:5$ および $1:6$ で, ひずみ率(出力電流)が低い特徴を示した。これは, 電力分配比が $1:5$ および $1:6$ 時の動作切り換えが, 他の分配比時よりスムーズかつ安定的に行われているためだと考えられる。

また, 同条件でマトリクスコンバータの変調率を 0.6から 0.8 上げて 70[V]の出力電圧を得た時の波形を図14に示す。動作切り換わり直後に電圧が低下するポイントが存在する。短絡や横流を流すことなく制御できているが, インバータからマトリクスコンバータへ切り換った後の電圧低下が発生する。切り換えは本来ゼロベクトル時に行っているが, タイミングのずれなどが原因として考えられる。今後, 調査する。

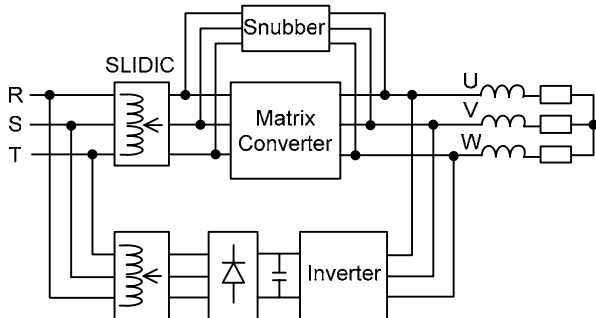


図7 実験回路
Fig.7. Experimental circuit.

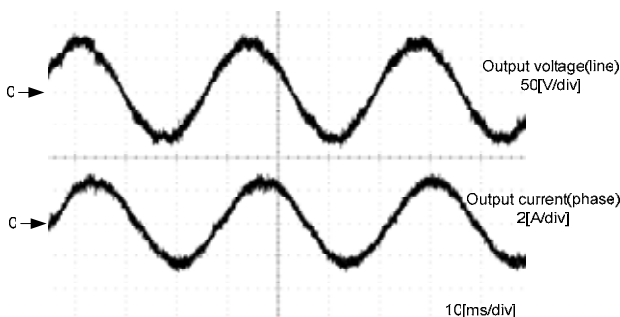


図8 MC 単体動作時の出力波形
Fig.8. Output voltage and current wave forms with only MC.

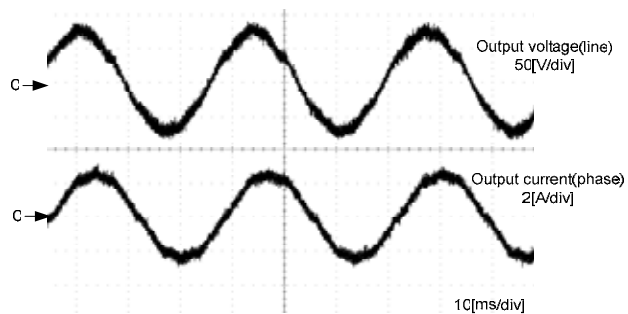


図9 インバータ単体動作時の出力波形
Fig.9. Output voltage and current wave forms with only inverter.

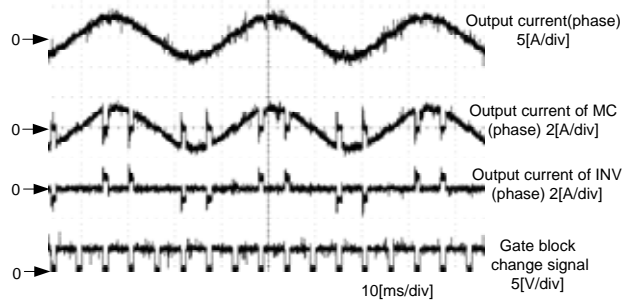


図10 並列運転時のMCとINVの出力電流
Fig.10. Output current of MC and INV in parallel operation.

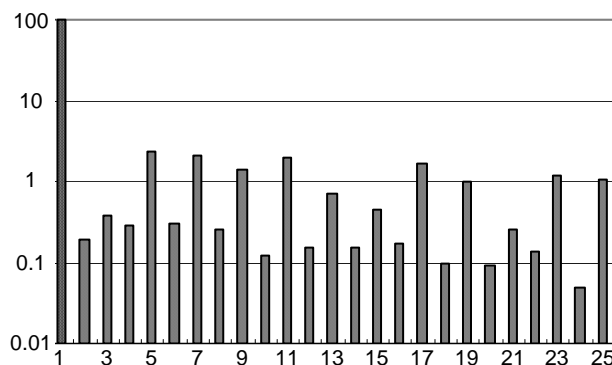


図11 出力電流の高調波解析結果
Fig.11. Harmonics analysis results of output current .

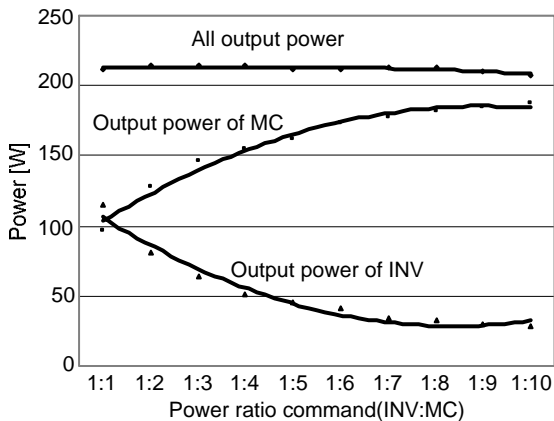


図12 動作時間分割比と出力電力
Fig.12. Operation time ratio and output power .

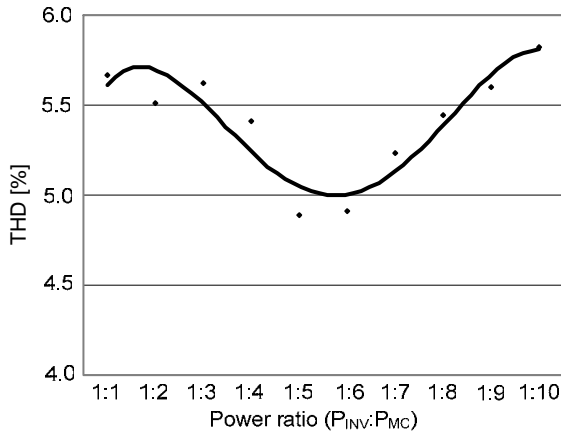


図 13 出力電力比とひずみ率の関係

Fig.13. Relation between output power ratio and THD .

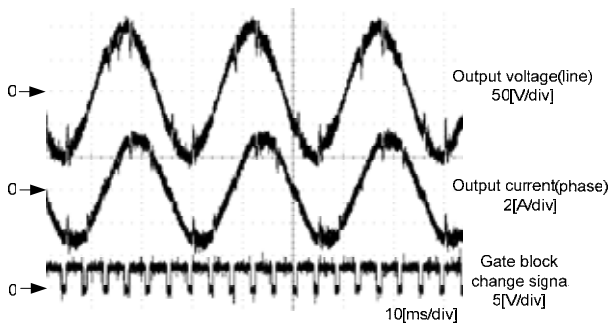


図 14 MC 変調率 0.8 の出力電圧と出力電流

Fig.14. Output voltage and current in parallel operation.

6. まとめ

本論文では、マトリクスコンバータのスナバ回路に電圧形インバータを用いることで、マトリクスコンバータと直流電源との連系を実現した。

本提案回路を含め、電力変換器の並列運転において、各変換器を完全に時間分割し、出力電力を分配させること制御法を提案した。提案手法を用いることで、電力変換器の出力接続部分に必要とされる横流防止用のリアクトルまたはトランスを省略できた。また、各変換器の出力電流を分配することにより、スイッチング素子のチップ温度が下がるので、最大電流は大きくても出力電力比に応じてスナバ回路の IGBT を小容量化できる。

シミュレーションと実機による実験で、提案方式の有用性を確認し、良好な結果が得られた。

今後は、出力電流のひずみ率の改善、変調比が大きい領域での動作切り換え時の電圧低下の改善、電力変換器のゲートブロック切り換え周期の高速化についての最適方法を検討する予定である。

- (1) Koji Kato, Jun-ichi Itoh, : "A Control Method of AC and DC Power Supply Direct Interface Converters", SPC-06-155IEA-06-50, 2006
加藤康司, 伊東淳一: 「仮想 AC/DC/AC 方式を応用した交流及び直流電源連系用直接形電力変換器の制御法」半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会 SPC-06-155IEA-06-50, 2006
- (2) Jun-ichi Itoh, Ikuya Sato, Hideki Ohguchi, Kazuhisa Sato, Akihiro Odaka, Naoya Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method" IEEJ Trans. IA, Vol.124, 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クスコンバータの制御法」, 電学論 D, 124 巻 5 号, pp.457-463
- (3) 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 (1-S3-4), 2006 (in Japanese)
伊東・竹下・佐藤・木村・斉藤: 「マトリクスコンバータによる交流電源連系技術」平成 18 年産業応用部門大会, pp.1-17-22 (1-S3-4), 2006
- (4) Stefano Saggini, Massimo Ghioni, and Angelo Geraci: "An Innovative Digital Control Architecture for Low-Voltage, High-Current DC-DC Converters with Tight Voltage Regulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no.1, pp. 210-218, Jan2004.
- (5) Makoto Hagiwara, Hideaki Fujita, and Hirofumi Akagi. : "Experimental Verifications of a Self-Commutated BTB based on Series Connection of Sixteen Converters."
萩原誠, 藤田英明, 赤木泰文: 「16 段多重変換器を用いた自励式 BTB の実験的検討」平成 16 年電気学会全国大会 4-139
- (6) Takatsugu Yoshida and Shoji Fukuda, : "A Method for Widening the Output Voltage Range of Hybrid Three-Converter Systems."
吉田 高嗣, 福田 昭治: 「三重重ハイブリッド変換器の出力範囲拡大」平成18年電気学会全国大会 4-071
- (7) 電気学会 半導体電力変換方式調査専門委員会: 「半導体電力変換回路」, オーム社, (1987)
- (8) 電気学会 半導体電力変換システム調査専門委員会: 「パワーエレクトロニクス回路」, Ohmsha, (2000)