

二次側に直接変換回路を用いた 絶縁型直流-三相コンバータのゼロ電圧スイッチング法

大島 涼* 高橋 広樹 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Zero voltage switching method for an isolated DC - 3 phase AC converter
using AC - 3 phase AC direct converter at secondary side of transformer
Ryo Oshima*, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a zero voltage switching (ZVS) method for an isolated DC to three-phase AC converter using an indirect matrix converter at secondary side of the transformer. The primary side inverter is applied a phase shift control and the secondary side inverter employs a pulse density modulation in order to achieve a ZVS on all switches in the converter. As a result, the proposed method reduces switching losses of the whole converter. From the experimental results, the efficiency of the entire range is improved by 2% in compared to the conventional method. In addition, the primary side inverter loss is reduced by 84.7% at 2kW output power. Therefore, the validity of proposed method is confirmed by experiment.

キーワード：絶縁型直流-三相コンバータ，高周波リンク，ゼロ電圧スイッチング
(isolated DC to three-phase AC converter, high frequency link, zero voltage switching)

1. はじめに

近年，太陽光や風力発電の電力変動を吸収し，電力系統への影響を抑制する電力貯蔵装置の研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁻⁽²⁾。一般的に，電力貯蔵装置はバッテリーと DC-AC コンバータで構成されている。この DC-AC コンバータは，故障やノイズに対する保護の観点からトランスによる絶縁が必要である。しかしながら，商用電源周波数トランスを用いた場合，システム全体に対する体積および重量の占める割合が非常に大きいいため，小型化，軽量化の妨げとなる。

この問題を解決するため，高周波トランスを用いた DC-AC コンバータが研究されている⁽³⁾⁻⁽¹⁰⁾。文献[3-5]では，直流電圧を高周波インバータで交流に変換し，高周波トランスを経て整流し，インバータで交流に変換するシステムが提案されている。このシステムは，一次側インバータを高周波で駆動させることにより，トランスの小型軽量化が可能である。しかし，トランスの二次側に整流器とインバータを用いるため，直流中間部に大容量の電解コンデンサが必要となり，システムの大型化，短寿命化を招く。さらに，電力変換回数が多いため効率が低下する。

一方，小型化を達成するため，トランス二次側に直接変換回路を用いた DC-AC コンバータも提案されている⁽⁶⁾⁻⁽¹⁰⁾。この回路は，絶縁型 DC-DC コンバータとインバータを組み合わせた回路構成と比較して，電力変換回数が少ないため

高効率化が期待できる。さらに，直流リンク電解コンデンサが不要になるため装置全体を小形化，長寿命化できる。

著者らは，この直接変換回路方式の利点に着目し，二次側のマトリックスコンバータのゼロ電圧スイッチング (ZVS) 法や還流電流抑制法を提案してきた⁽¹¹⁾。これまでに提案した制御法では，空間ベクトル変調 (SVM) によって得られたマトリックスコンバータのパルス密度変調 (PDM) 信号を，一次側の位相シフト制御インバータから出力されるゼロ電圧に同期することで ZVS を実現している。これにより，二次側のスイッチング損失を大幅に抑制できるが，さらなる高効率化を実現するためには一次側インバータのスイッチング損失も低減する必要がある。特に，PDM では一次側のスイッチング周波数が二次側に比べて 10 倍以上大きいいため，一次側インバータのスイッチング損失を低減する意義は大きい。

マトリックスコンバータを用いた絶縁型直流-三相コンバータの全素子のスイッチング損失を低減する手法として，これまでに補助共振を用いたソフトスイッチングが提案されている⁽¹²⁾。文献[12]では，一次側に直流分圧キャパシタを 2 つ，補助共振インダクタを 2 つ追加して全スイッチのソフトスイッチングを実現している。しかし，インダクタやキャパシタの追加は装置の重量化を招くため，追加素子なしでスイッチング損失を低減する手法を検討する必要がある。

そこで本論文では、受動素子を追加せずに高効率化を達成することを目的とし、二次側に直接変換回路を用いた直流-三相コンバータのZVS法を提案する。提案法では、一次側インバータに位相シフト制御を適用し、MOSFETのドレイン-ソース間容量とトランスの漏れインダクタンスの間で共振エネルギーを授受することでZVSを達成する。また、一次側MOSFETのターンオン直前にドレイン-ソース間容量の電荷を放電するトランス電流を得るため、二次側のマトリクスコンバータをインダイレクトマトリクスコンバータ(IMC)に置き換える。マトリクスコンバータをIMCに置き換えることで、一次側インバータと整流器は従来の絶縁型DC-DC変換器と同じ構成となり、一次側インバータをZVSさせるトランス電流が得られる。一方、IMCのインバータには従来と同じPDMを適用し、二次側のZVSを達成する。二次側の整流器にはダイオードを適用するため、提案回路では受動素子を追加せずに全スイッチでZVSを達成できる。以上の提案回路の有用性を確認するために試作機による動作検証を行った結果、従来の制御方式と比較して良好な効率特性を確認できたので報告する。

2. 絶縁型直流-三相コンバータの回路構成

図1に一次側インバータのドレイン-ソース間容量およびトランスのパラメータを考慮した従来の絶縁型直流-三相コンバータを示す。本構成は、電力変換回数が少なく、大型リアクトルやDCリンク電解コンデンサが不要であることから、装置の高効率化、小型化、長寿命化が実現できる。ここで、一次側インバータの制御方式を位相シフト制御とし、MOSFETのドレイン-ソース間容量 C_{ds} とトランスの漏れインダクタンス L_l を共振させるとZVSを達成できる。しかし、従来回路では二次側マトリクスコンバータのスイッチングによってトランス電流の極性が変化するため、一次側インバータのZVSの可否に影響を及ぼす。その結果、4.1節に述べるように、従来回路では一次側インバータの片レグでしかZVSできない問題がある。本論文では、受動素子を追加せずに全スイッチでZVSを達成するため、従来回路の二次側をIMCに置き換える。

図2に提案する絶縁型直流-三相コンバータを示す。二次側をIMCとすることで、一次側インバータとトランス、二次側整流器で絶縁型DC-DCコンバータを構成する。その結果、4.2節に述べるように、提案回路では一次側インバータの両レグでZVSを達成する。また、受動素子を追加しないので、提案回路も従来回路と同様の利点がある。一次側インバータの制御は従来回路と同様に位相シフト制御とする。簡単化のためトランスの励磁インダクタンス L_m と負荷インダクタンス L の影響を無視すると、一次側インバータの各アームでZVSを達成するためのトランスの一次側電流下限値 I_{inv_lim} は(1)式で与えられる。

$$I_{inv_lim} \geq V_{dc} \sqrt{\frac{2 \times C_{ds}}{L_l}} \dots \dots \dots (1)$$

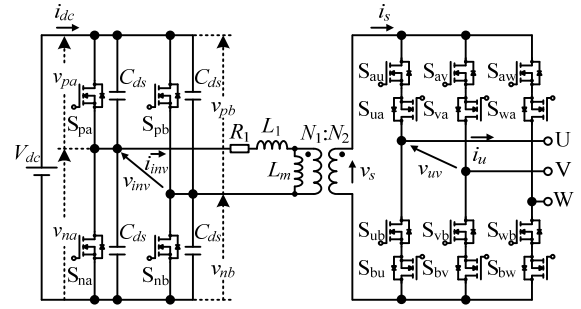


Fig.1. Conventional isolated DC to three phase AC converter with matrix converter in consideration of drain to source capacitance at primary side and transformer parameters. The conventional circuit cannot achieve ZVS of one leg of the primary inverter.

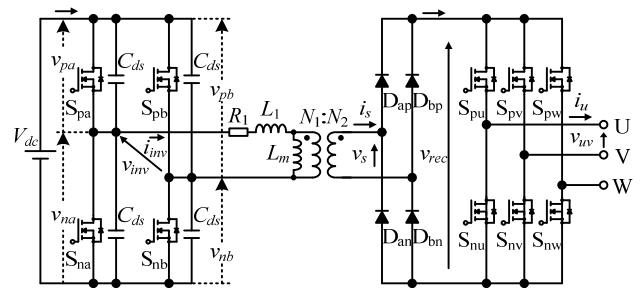


Fig. 2. Proposed isolated DC to three phase AC converter with IMC. The proposed circuit achieves ZVS of all switches.

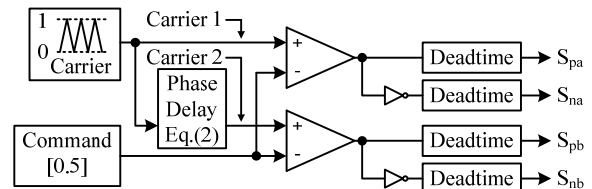


Fig.3. Control block diagram of the primary inverter. This diagram is based on a phase shift control.

一方、IMCのインバータのZVSは従来と同様にPDMを採用することで達成する。

3. 一次側インバータの制御法

図3に一次側インバータに適用する位相シフト制御の機能ブロック図を示す。ここでは、三角波のキャリアを2つに分岐させ、片方のキャリアを遅延させることによりトランス一次側電圧 v_p のデューティ D を制御する。これにより、直流電源と接続しているフルブリッジインバータは、ゼロ電圧期間をもつ3レベルの電圧を出力することができる。この時、キャリア遅延時間 T_{PD} は(2)式で与えられる。

$$T_{PD} = \frac{D}{2 \times f_{c_inv}} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 f_{c_inv} はインバータのキャリア周波数である。また、ZVS を達成するためにはデッドタイム中にドレイン-ソース間容量の電荷を放電する必要があるため、デッドタイムの設計が非常に重要である。本論文では文献[13]に基づき、(3)式で一次側インバータのデッドタイムを設計する。

$$t_{dead} = \frac{\pi}{2} \sqrt{2L_1 C_{ds}} \dots \dots \dots (3)$$

4. 二次側マトリックスコンバータの変調法

〈4・1〉 従来回路の問題点

本節では、従来回路が一次側インバータの片レグでしか ZVS を実現できない問題がある。本節では、そのメカニズムを述べる。

図 4 に従来回路のシミュレーション結果を示す。ただし、マトリックスコンバータの変調法として文献(11)の PDM を適用する。この PDM は、一次側インバータの出力電圧のゼロ電圧期間にマトリックスコンバータを転流させ、マトリックスコンバータの ZVS を達成する。図 3 において、マトリックスコンバータのスイッチング前にターンオンする S_{nb} では、ターンオン直前に流れるトランス電流が負方向であるため、一次側インバータの出力電圧がゼロとなってデッドタイムに入った直後に S_{nb} のドレイン-ソース間容量の電荷を放電する。その結果、 S_{nb} の端子間電圧 v_{nb} は 0V に降下するため、 S_{nb} は ZVS を達成できる。しかし、マトリックスコンバータのスイッチング後はトランス電流が負から正へ変化する。その結果、次にターンオンする S_{pa} では、ドレイン-ソース間容量に対して電荷を充電する方向にトランス電流が流れるため、 S_{pa} の端子間電圧 v_{pa} は 0V に降下しない。従って、 S_{pa} は ZVS を達成できない。

以上の問題は、トランス電流が正から負へ変化する場合も同様に発生する。そのため、二次側にマトリックスコンバータを適用した場合、一次側インバータの片レグでは ZVS できない。従って、一次側インバータの両レグで ZVS を達成するように、本論文では二次側に IMC を適用する。

〈4・2〉 二次側に IMC を適用した場合の動作波形

提案回路では、一次側インバータと二次側整流器で従来の絶縁型 DC-DC 変換器と同じ構成となる。絶縁型 DC-DC 変換器で ZVS ができることはこれまでに証明されているため⁽¹⁴⁾、仮想 AC-DC-AC 変換を基にすることで一次側インバータを ZVS させるトランス電流が得られる。

図 5 に提案回路のシミュレーション波形を示す。提案回路では、トランス電流の極性がゼロ電圧期間終了後に切り替わる。これは、二次側ダイオードで整流することで、二次側インバータの入力電流極性が常に正となるためである。これにより、トランス電流極性は二次側インバータのスイッチングに依存せず、トランス漏れインダクタンスの

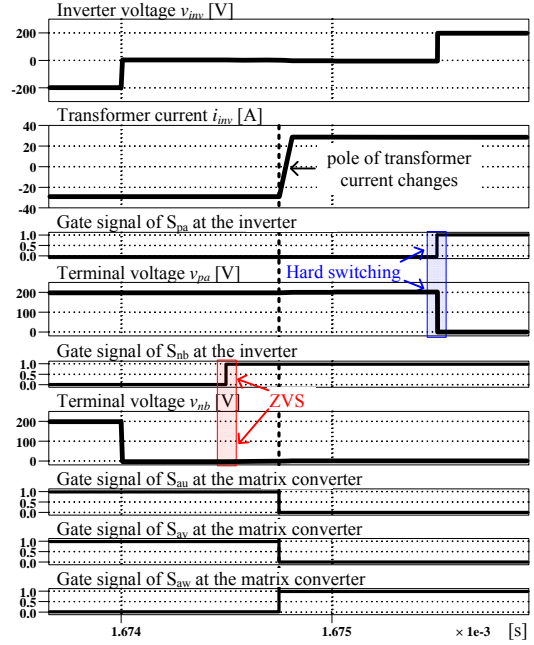


Fig. 4. Inverter waveforms, terminal voltage and gate signals of MOSFETs of the conventional converter in simulation. S_{pa} of the primary inverter cannot achieve ZVS because a pole of the transformer current is changed by the secondary matrix converter.

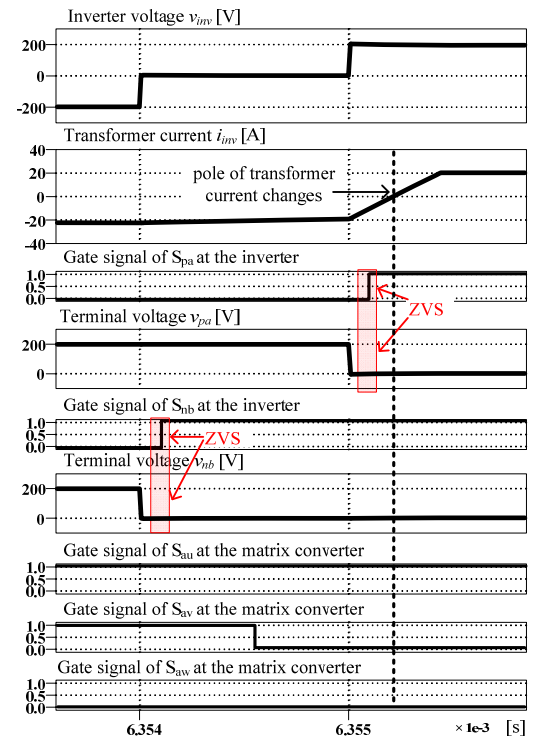


Fig. 5. Inverter waveforms, terminal voltage and gate signals of MOSFETs of the proposed converter in simulation. The proposed converter achieves ZVS of all switches on the primary inverter.

印加電圧によって決まる。すなわち、トランス電流極性は一次側インバータからの出力電圧に依存し、その極性はゼロ電圧期間終了後に切り替わる。その結果、図 5 のように S_{nb} と S_{pa} のドレイン-ソース間容量の電荷が放電され、両レグでの ZVS が可能になる。ただし、二次側インバータの入力電流極性が常に正となるのは負荷力率が 0.866 以上のときであり、アプリケーションが限定される。しかし、本論文のアプリケーションである電力貯蔵装置では系統力率 1 で駆動するためこの制約条件は問題にならない。また、二次側インバータがゼロベクトルを出力している期間では、トランス電流がゼロになるため一次側インバータは ZVS できない。なお、従回路ではトランス電流極性が二次側のマトリックスコンバータのスイッチングに依存するため、一次側インバータの片レグで ZVS ができなくなる。

4.3 二次側コンバータの制御方法

図 6 に二次側インバータの機能ブロック図を示す。二次側インバータでは、SVM を基にした PDM を適用する。SVM では、電圧ベクトルを出力する際に指令ベクトルに近接した基本ベクトルを選択し出力する。また、PDM では一定幅のパルスの密度およびその正負で波形を形成する。この一定幅のパルスは二次側インバータの入力矩形波電圧であり、本論文ではこのパルスを出力電圧波形の最小単位とする。さらに、このパルスの密度をスイッチングで調整して出力電圧を制御する。位相シフト制御により、二次側インバータの入力電圧は整流された矩形波であるため、半周期毎にゼロ電圧期間が現れる。このゼロ電圧期間でスイッチングを行うことで二次側インバータの ZVS が可能となる。

二次側インバータで ZVS を達成するには、一次側インバータのゼロ電圧期間と SVM によって選択された空間ベクトル信号を同期させる必要がある。一次側インバータのゼロ電圧期間は、A 相と B 相の上下アームの状態によって決まるため、一次側インバータのゲート信号から同期信号 CLK を生成する。本方式では、SVM による選択ベクトル信号を D フリップフロップに入力し、CLK の立ち上がり立ち下りの両エッジでゼロ電圧期間に同期させ、PDM 信号を生成する。これにより、二次側インバータのスイッチング信号がゼロ電圧期間に同期され、二次側インバータのスイッチング損失を大幅に低減することができる。

5. 実験結果

本章では、提案法の動作と有用性を確認するため、定格 3kW の試作機により実験検証を行う。ただし、実験回路の都合上、IMC の二次側インバータは図 1 のマトリックスコンバータを流用し、ダイオード整流器をその前段に追加している。

表 1 に実験条件を示す。三相系統に連系することを考慮し、出力線間電圧は 200 V、出力周波数 $f_{o,mc}$ は 50 Hz とする。また、負荷は RL 負荷を用いる。スイッチングデバイスは、ローム社製 SiC-MOSFET (SCH2080KE) を使用する。

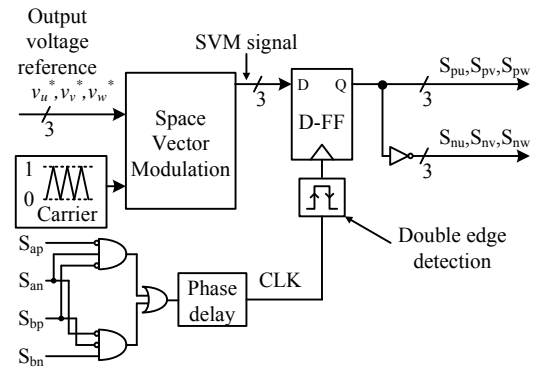


Fig.6. Control block diagram of the inverter on IMC. This diagram is based on a PDM and achieves ZVS on the secondary inverter.

Table 1. Experimental conditions.

Element	Symbol	Value
Input DC voltage	V_{dc}	200 V
Carrier frequency of inverter	$f_{c,inv}$	50 kHz
Carrier frequency of matrix converter	$f_{c,mc}$	5 kHz
Modulation frequency of matrix converter	$f_{m,mc}$	50 Hz
Turn ratio	$N_1:N_2$	1:2
Duty of primary voltage	D	0.9 p.u.
Load inductance	L	2 mH
Rated power		3 kW
Drain to source capacitance of MOSFET	C_{ds}	2.94nF
Winding resistance	R_l	53.8mΩ
Leakage inductance	L_l	3.39μH
Magnetizing inductance	L_m	4.58mH
Dead time of primary inverter	t_{dead}	200ns

二次側のダイオード整流器には、ローム社製 SiC ショットキーバリアダイオード (SCS220KG) を使用する。

図 7 に定格負荷時の U 相電圧指令値 v_u^* 、トランス二次側電圧 v_s 、U-V 間出力電圧 v_{uv} 、U 相出力電流 i_u を示す。(b) は、(a) で囲まれているエリアを拡大したときの波形を示している。図 7(a) より、IMC の出力電流は 50Hz の正弦波となる。また、図 7(b) より、トランス二次側電圧は、一次側インバータの位相シフト制御によってゼロ電圧期間をもつ 50 kHz の 3 レベル電圧となる。さらに、IMC の出力電圧は、トランス二次電圧の矩形波電圧パルスに基づき PDM によって大きさが制御されている。以上のように、PDM によって IMC の出力電圧が 50Hz の正弦波となることを確認した。

図 8 に S_{pa} および S_{nb} のゲート-ソース間電圧波形およびドレイン-ソース間電圧波形を示す。(a) は定格負荷時に取得した電圧波形、(b) は 33% 負荷時に取得した電圧波形を示している。定格負荷時の場合、MOSFET のドレイン-ソース間容量とトランスの漏れインダクタンスの共振によってドレイン-ソース間電圧が 0V に降下した後、ゲート-ソース間電圧がターンオンしていることを確認できる。従って、図 5 のシミュレーション結果と同様に、一次側インバータの両レグで ZVS を達成していることがわかる。しかし、33% 負荷

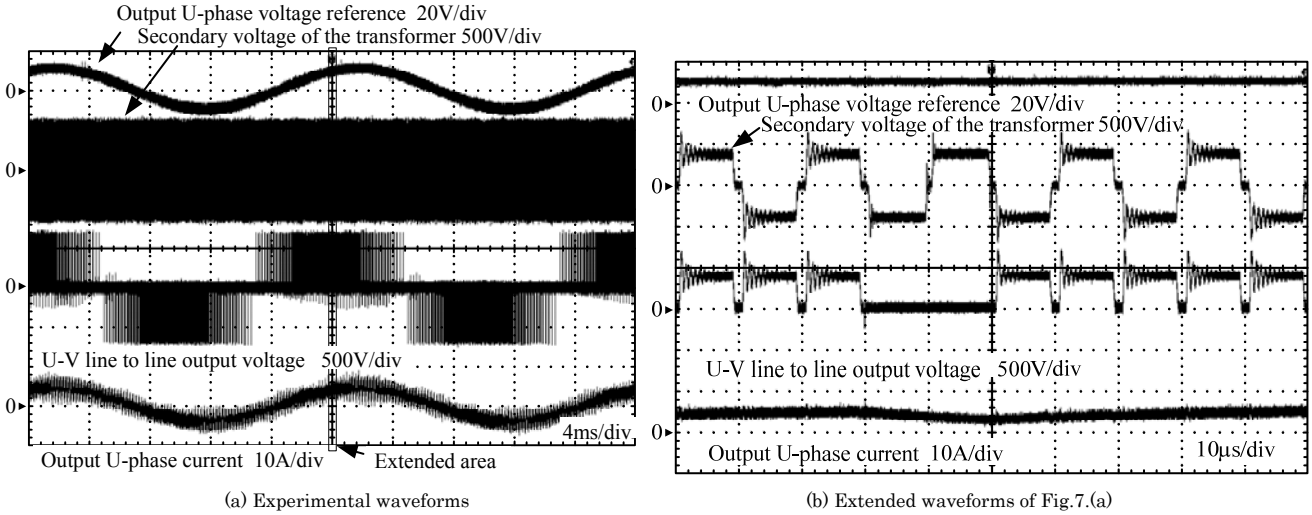


Fig. 7. Input and output waveforms of the proposed converter at the rated power in experiment.

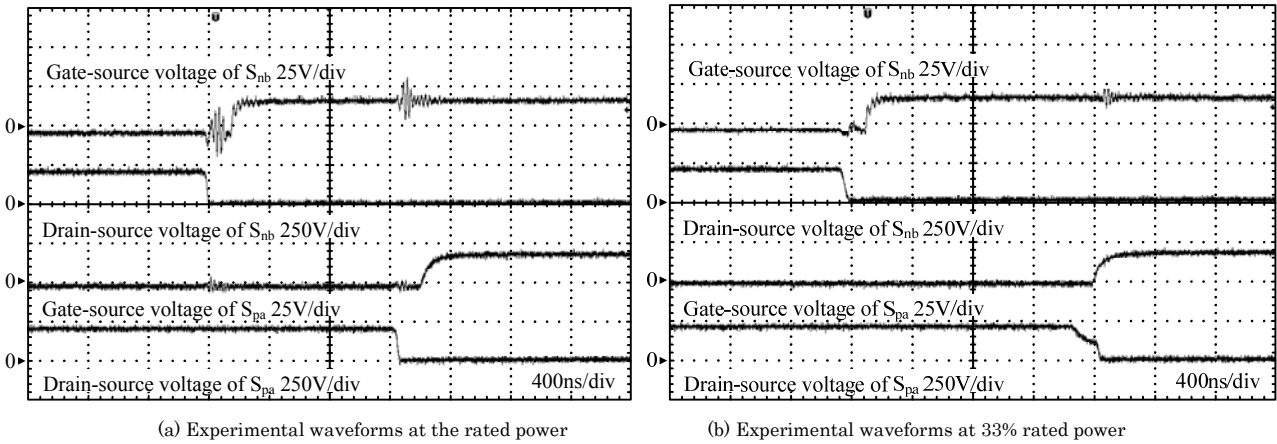


Fig. 8. The gate to source voltage and drain to source voltage of S_{pa} and S_{nb} at the primary side converter.

の場合、ドレイン-ソース間容量の電荷が十分に放電されないまま S_{pa} がターンオンし、不完全 ZVS となっている。これは、33% 負荷ではトランス電流ピーク値が 8.0A となり、(1)式から得られる ZVS の達成条件である 8.3A よりも低いためである。従って、軽負荷時では、一次側インバータは不完全 ZVS となるため効率が悪化する。しかし、図 8 の結果より、提案回路では一次側インバータが両レグで ZVS できることを確認した。

図 9 に本システムの効率特性を示す。従来回路では、出力電力 1kW から 2kW の区間で変換効率は 90% 以下となっている。一方提案法では、1kW から 2.8kW の領域の効率が改善し、従来法と比較すると 2% の効率改善効果を確認できる。また、2.8kW 時では効率 91.5% を取得している。しかし、1kW 負荷時では、従来法と同様に効率が低下している。この原因は、1kW 負荷時ではトランス電流が減少し、一次側インバータの全アームで不完全 ZVS となり、スイッチング損失が増加するためである

図 10 に、パワーメータ WT1600 を用いて測定した 2kW 負荷時の損失解析結果を示す。従来法と比べて、提案法は総合損失を 34.9% 低減している。また、一次側インバータ

損失を 84.7% 低減している。これは一次側インバータの全アームが ZVS を達成しているためである。以上の結果から、提案回路の有用性を確認した。しかし、提案回路では従来回路よりも二次側 IMC とトランスの損失が大きくなる。これは、実験回路は二次側インバータとして図 1 のマトリクスコンバータを流用しているためである。すなわち、図 2 の提案回路と比べて実験回路では二次側の通過素子数が 2 個多くなる。従って、これらの導通損失を考慮すると提案回路は従来回路と同等の二次側損失となり、図 10 の結果よりも低損失となる。

6. まとめ

本論文では、受動素子を追加せずに高効率化を達成することを目的とし、二次側に直接変換回路を用いた絶縁型直流-三相コンバータの ZVS 法を提案した。提案法は、一次側インバータに位相シフト制御を適用し、二次側に IMC を適用することで、従来回路の一次側インバータの両レグで ZVS できない問題を解決し、一次側インバータの全スイッチで ZVS を達成できる。一方、IMC に含まれる二次側インバータは SVM を基にした PDM を用いることで ZVS を達

成する。また、提案法の有用性を確かめるため実機実験により検証を行った。その結果、従来法と比較して、1 kW 負荷から 3 kW 負荷の効率を 2%改善し、定格負荷時において効率 91.5%という良好な結果を得た。また、パワーメータで電力損失を測定した結果、一次側インバータ損失を 84.7%低減していることを確認し、提案法の有用性を確認した。今後の課題として、二次側インバータのスイッチングパターンに応じた一次側インバータへの還流電流を抑制する手法の検討が挙げられる。

文 献

- (1) 蒲生秀典:「再生可能エネルギー利用拡大のためのエネルギーストレージの研究開発動向」, 科学技術動向, 2014年3・4月号, pp.5-12 (2014)
- (2) 建築コスト管理システム研究所・新技術調査検討会:「定置用蓄電池の動向について」, 建築コスト研究, 第81号, pp.59-64 (2013)
- (3) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編:「パワーエレクトロニクス回路」, pp.117-119 (2000)
- (4) 入江寿一, 高下彰志, 木村文彌, 江口政樹, 日吉孝蔵:「イミタンス変換器を用いた太陽光発電系統連系インバータ」, 電学論 D, 120 巻 3号, pp.410-416 (2000)
- (5) 田舎片悟, 小林晋, 馬場朗, 松尾博文, 末富正之:「AC/DC パワーステーションの高効率化」, パナソニック電工技報, Vol.59, No.3, pp.4-11 (2011)
- (6) J. Everts, J. Van den Keybus, F. Krismer, J. Driesen and J. W. Kolar: "Switching Control Strategy for Full ZVS Soft-Switching Operation of a Dual Active Bridge AC/DC Converter", APEC 2012, pp.1048-1055 (2012)
- (7) J. Everts, J. Van den Keybus and J. Driesen: "Switching Control Strategy to Extend the ZVS Operating Range of a Dual Active Bridge AC/DC Converter", ECCE 2011, pp.4107-4144 (2011)
- (8) 稲垣克久, 大熊繁:「三相出力 PWM 制御サイクロコンバータを用いた高周波リンク DC/AC コンバータ」, 電学論 D, 112 巻 6号, pp.545-552 (1992)
- (9) 徳永紀一, 大和育男, 松田靖夫, 天野比佐雄:「電圧クランプ回路を備えた UPS 用高周波リンク DC/AC 変換器」, 電学論 D, 112 巻 5号, pp.437-444 (1992)
- (10) Deshang Sha, Zian Qin, Dan Wu and Xiaozhong Liao: "A Digitally Controlled Three-Phase Cycloconverter Type High Frequency AC Link Inverter Using Space Vector Modulation", Journal of Power Electronics, Vol.11, No.1, pp.28-36 (2011)
- (11) J.Itoh, R.Oshima, H.Takahashi: "Experimental Verification of High Frequency Link DC-AC Converter using Pulse Density Modulation at Secondary Matrix Converter.", The 2014 International Power Electronics Conference, No. 19I1-3, pp. 1022-1027 (2014)
- (12) 道平雅一, 大田貴之, 林敏遠, 舟木剛, 河崎善一郎, 松浦虔士:「2次側位相シフト PWM 制御を適用した高周波 AC リンク三相 DC-AC コンバータの動作解析」, 電学論 D, 119 巻 5号, pp.659-669 (1999)
- (13) B. Whitaker, A. Barkley, Z. Cole, B. Passmore, D. Martin, T. McNutt, A. B. Lostetter, J. S. Lee and K. Shinozaki: "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices", IEEE Trans. Power Electron., Vol.29, No.5, pp.2606-2617(2014)

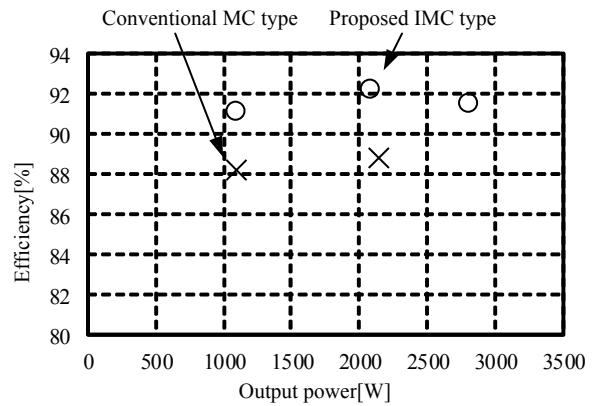


Fig.9. Efficiency characteristics of the conventional and the proposed converters obtained from R-L load experiment that is subjected to the output power.

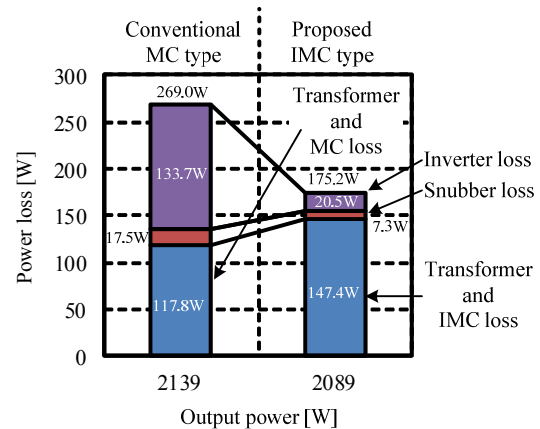


Fig.10. Loss analysis results conventional and the proposed converters at 2 kW-load.