

中間タップを用いた絶縁型単相マトリックスコンバータの 電力脈動補償における PDM の電圧誤差補償

高岡 渚* 高橋 広樹 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Voltage error compensation method for PDM in power decoupling conducted
by isolated single-phase matrix converter and center-tapped transformer.
Nagisa Takaoka*, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper presents an isolated single-phase matrix converter and center-tapped transformer for HVDC (higher voltage direct current) power feeding system. The proposed converter comprises a full bridge inverter, a high frequency transformer and a matrix converter and does not use a bulky electrolytic capacitor. The power decoupling method employs a center-tapped transformer and a small LC buffer instead of additional switches. By applying a PDM (pulse density modulation) in a matrix converter, an isolated DC to single-phase AC converter increase a switching frequency of the primary inverter easily to reduce the transformer volume. However, a conventional PDM increases a voltage disturbance to power decoupling because of a resolution problem. This paper proposes a compensation method of the voltage error based on a delta-sigma conversion. As an experimental result, the power decoupling method with the PDM based on a delta-sigma conversion reduces the DC bus current ripple to 84.7%.

キーワード：絶縁型 DC-単相 AC コンバータ，単相電力脈動補償，マトリックスコンバータ，パルス密度変調
(Isolated DC to single-phase AC converter, Power decoupling, Matrix converter, Pulse density modulation)

1. はじめに

近年，ビルや工場の配電系の高効率化の観点から，高圧直流(以下 HVDC)配電システムが開発されている^[1]。HVDC 配電システムを導入した工場では，既存の単相機器と直流バスを接続するために，絶縁型 DC-単相 AC コンバータが必要となる。

絶縁型 DC-単相 AC コンバータへの要求として，小型化，高効率化，長寿命化が挙げられる。一般に，絶縁型 DC-単相 AC コンバータは，高周波トランスの一次側にフルブリッジインバータ，二次側にダイオード整流器と PWM インバータで構成される^[2]。従って，トランス二次側の直流中間部に平滑用の大容量電解コンデンサが必要となり，回路の小型化，高効率化の妨げとなる。

一方，大容量のエネルギーバッファを用いずに直接交流から交流に電力を変換できるマトリックスコンバータが注目されている^[3,4]。マトリックスコンバータは大容量の電解コンデンサが不要となることから，従来システムより小型軽量化，高効率化，長寿命化が期待できる。従って，本論文では絶縁型 DC-単相 AC コンバータの二次側にマトリックスコンバータを適用し，提案回路を絶縁型単相マトリックス

コンバータと呼ぶ。しかし，マトリックスコンバータはエネルギーバッファを持たないため，単相負荷によって発生する電力脈動を吸収することができない。その結果，直流バス電流に単相負荷の2倍周波数の脈動成分が重畳する。従って，小容量の受動素子を用いて単相電力脈動成分を吸収する方法が求められる。

これまで，単相電力脈動補償法について様々な回路トポロジーが提案されてきた^[5,6]。これらの脈動補償法では，補償に小容量の受動素子だけでなく，追加のスイッチングデバイスが必要となる。この問題を解決するために，トランスの中間タップと小容量の LC バッファ回路を用いた脈動補償法が提案されている^[7]。絶縁型変換器に用いられるトランスに中間タップを設けることで，電力脈動補償用の追加のスイッチングデバイスが不要となる。しかし，文献(7)の絶縁型 DC-単相 AC コンバータは，トランスの二次側がダイオード整流器 - PWM インバータ構造となるため，前述のように小型軽量化，高効率化の妨げとなる。

著者らはこれまでに，中間タップを用いた絶縁型単相マトリックスコンバータの単相電力脈動補償を提案し，その有用性を実験で確認した^[8]。文献(8)では，マトリックスコンバータの変調方式として，PWM を基にした PDM (pulse

density modulation) 信号生成法⁹⁾を適用している。この方式では、マトリクスコンバータのゲートパルスをトランス二次電圧のゼロ電圧期間と同期させることでゼロ電圧スイッチング (ZVS)による高効率化が期待できる。しかし、上記の PDM ではフルブリッジインバータとマトリクスコンバータのキャリア周波数比が十分に大きくない場合やマトリクスコンバータの変調率が低い場合、出力電圧制御に十分な分解能を確保できず出力電圧波形にひずみが生じる。このひずみは直流バス側に重畳する脈動成分にもひずみとして現れるため、補償の妨げとなる。

本論文では、出力電圧波形を改善して単相電力脈動補償効果を向上することを目的とし、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用した絶縁型単相マトリクスコンバータを提案する。提案システムでは、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM をマトリクスコンバータへ適用する。本手法では、分解能がフルブリッジインバータとマトリクスコンバータのキャリア周波数比やマトリクスコンバータの変調率に依存しないため、出力電圧波形及び脈動成分に重畳するひずみを改善できる。その結果、従来の PWM に基づく PDM に比べ良好な単相電力脈動補償効果を実験で確認したので報告する。

2. システム構成

〈2・1〉 従来回路 図 1 に従来の絶縁型 DC-単相 AC コンバータを示す。従来システムでは、高周波トランスの一次側にフルブリッジインバータを、二次側にダイオード整流器と PWM インバータを使用する。フルブリッジインバータを高周波スイッチングすることで、トランスを小型化する。トランスの二次側は、高周波の電圧を直流へ変換するダイオード整流器と、出力フィルタキャパシタの電圧を制御する PWM インバータから成る。負荷電流が正弦波かつ効率 1 を達成できる場合、出力瞬時電力 p_{out} は(1)式で表せる。

$$p_{out} = \sqrt{2}V_{load} \sin(\omega_o t) \cdot \sqrt{2}I_{load} \sin(\omega_o t) \\ = V_{load} I_{load} \{1 - \cos(2\omega_o t)\} = P_{ave} \{1 - \cos(2\omega_o t)\} \quad (1)$$

ここで、 V_{load} は負荷電圧(RMS)、 I_{load} は負荷電流(RMS)、 P_{ave} は出力平均電力、 ω_o は出力角周波数である。(1)式の第二項は電力脈動成分を示しており、出力周波数の 2 倍周波数で脈動することがわかる。この脈動電力は、直流バス電流にリップルとして重畳する。そのため、従来システムでは直流中間部に単相電力脈動を吸収するための大容量電解コンデンサ C_{dc} が必要となり、装置の大型化や短寿命化を招く。

〈2・2〉 提案回路 図 2 にマトリクスコンバータと小容量の LC バッファ回路を用いた絶縁型単相マトリクスコンバータを示す。二次側の変換器にマトリクスコンバータを適用することで、図 1 で使用している C_{dc} が不要となる。さらに、絶縁と単相電力脈動によって発生する直流バス電流リップルの補償のために、中間タップ付トランスをフルブリッジインバータとマトリクスコンバータ間に接続する。脈動電力を補償するバッファ回路は、バッファキャ

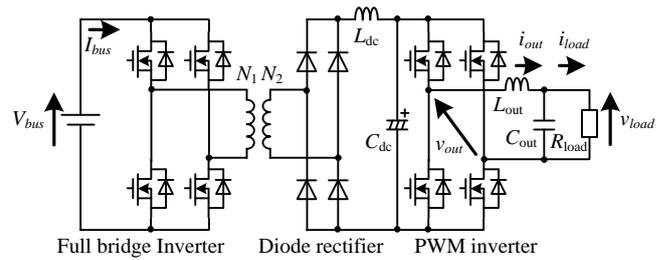


Fig. 1. A conventional isolated DC to single-phase AC converter. The conventional converter uses a bulky electrolytic capacitor C_{dc} to absorb the power ripple caused by a single-phase load.

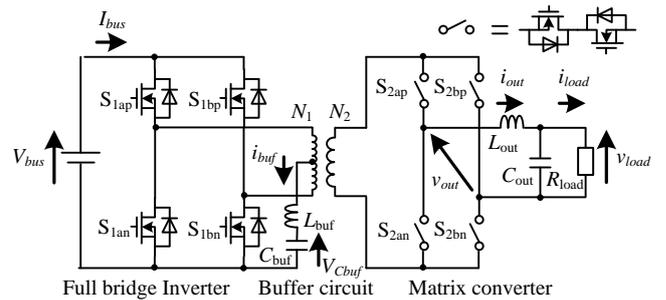


Fig. 2. The proposed isolated DC to single-phase AC converter. The secondary converter is replaced with a matrix converter in order to eliminate a DC-link smoothing capacitor.

パシタ C_{buf} とバッファインダクタ L_{buf} から構成される。 C_{buf} のエネルギーを充放電することで、単相電力脈動を補償する。ここで、脈動のない直流バス電流を得るための直流バス瞬時電力 p_{bus} 、出力瞬時電力 p_{out} とバッファ瞬時電力 p_{buf} の関係は、(1)式を基に(2),(3)式で決定される。

$$p_{out} = p_{bus} - p_{buf} = P_{ave} - p_{buf} \quad (2)$$

$$p_{buf} = P_{ave} \cos(2\omega_o t) \quad (3)$$

ここで、 p_{buf} の極性は、 C_{buf} が充電されるとき正とする。直流瞬時電力を一定にするには、(1)式の第 2 項にあたる脈動分をバッファ回路で補償すればよいので、 p_{buf} は(1)式の第 2 項と一致する。また、バッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} を大きく変動させることで単相電力脈動を補償するため、従来システムに比べ、小容量のキャパシタを使用できる。一方、 v_{Cbuf} を決定するバッファ電流 i_{buf} は、バッファ回路のインダクタとフルブリッジインバータを用いてフィードバック制御する。トランスの中間タップと小容量の LC バッファ回路を接続することで、フルブリッジインバータはトランスを励磁する差動モード電圧と、単相電力脈動を補償する同相モード電圧をそれぞれ独立に出力できる¹⁸⁾。従って、提案システムでは単相電力脈動補償用に追加のスイッチングデバイスを必要とせず、スイッチングデバイスの数は従来システムと等しくなる。

3. 脈動補償法

単相脈動電力を吸収するため、 C_{buf} の充電エネルギーより

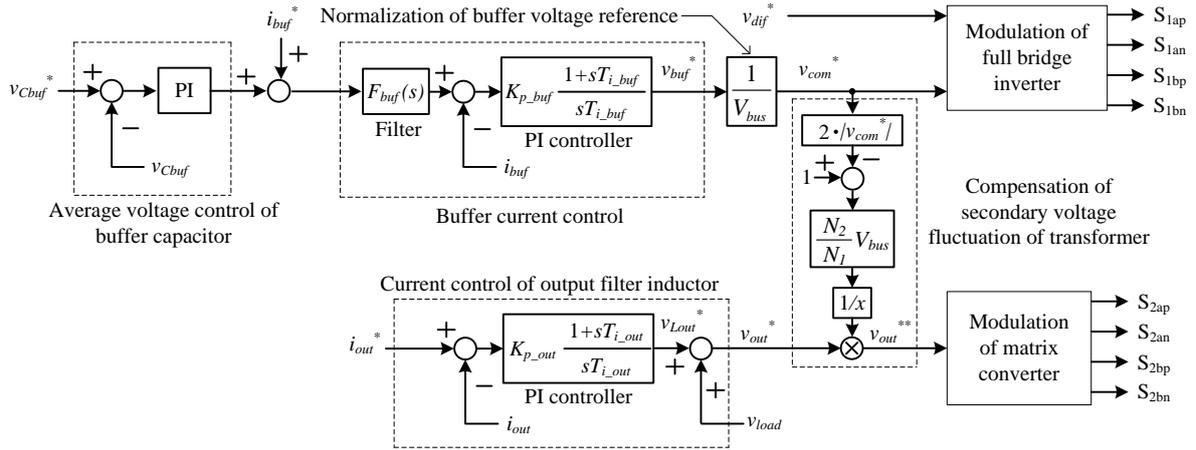


Fig. 3. A control block diagram of the proposed converter. A buffer current control is for the power decoupling. A current control of an output filter inductor is to provide stable load voltage.

バッファ電流指令値を計算する。まず、バッファキャパシタのエネルギー $W_{C_{buf}}$ はキャパシタの電圧電流方程式と(3)式から表される。

$$W_{C_{buf}} = \int_{t_0}^t v_{C_{buf}} i_{buf} d\tau = \int_{t_0}^t v_{C_{buf}} \left(C_{buf} \frac{dv_{C_{buf}}}{d\tau} \right) d\tau \quad \dots(4)$$

$$= \int_{t_0}^t P_{ave} \cos(2\omega_o \tau) d\tau$$

ここで、 t_0 は動作開始時の時間を示す。(4)式より、脈動を補償するために必要なバッファキャパシタ電圧 $v_{C_{buf}}$ を導出できる。

$$v_{C_{buf}} = \sqrt{V_{C0}^2 + \frac{P_{ave}}{\omega_o C_{buf}} \{ \sin(2\omega_o t) - \sin(2\omega_o t_0) \}} \quad \dots(5)$$

ここで、 V_{C0} は C_{buf} の初期電圧を示し、 $V_{C0} = V_{bus}/2$ となる。バッファ電流指令値 i_{buf}^* は、 t_0 が 0 s であるとき、(5)式とキャパシタの電圧電流方程式より(6)式のように得られる。

$$i_{buf}^* = C_{buf} \frac{dv_{C_{buf}}^*}{dt} = \frac{P_{ave}^* \cos(2\omega_o t)}{\sqrt{\frac{V_{bus}^2}{4} + \frac{P_{ave}^*}{\omega_o C_{buf}} \sin(2\omega_o t)}} \quad (6)$$

P_{ave}^* は負荷電力指令値で、負荷抵抗によって計算される。従って、(6)式に示すバッファ電流指令値 i_{buf}^* にバッファ電流を追従させることで、単相電力脈動を補償できる。

図 3 に提案回路の制御ブロック線図を示す。提案システムにおける電流、電圧の制御は全て PI 制御によって行われる。バッファ電流制御は、単相電力脈動の補償を目的とし、出力フィルタ電流制御は本来必要なる出力フィルタキャパシタ電圧制御のマイナーループとして適用している。バッファキャパシタ電圧制御は、制御の離散化(デジタル制御)による平均電圧の発散を防ぐために導入し、(5)式に示す $v_{C_{buf}}$ の平均値を制御する。さらに、トランス二次電圧変動補償は、脈動補償モードの電圧指令値 v_{com}^* によってマトリクスコンバータの入力電圧が変動するため、出力電流制御

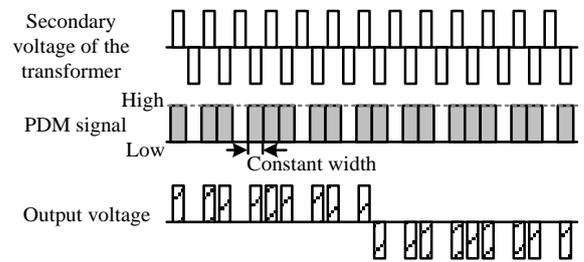


Fig. 4. A concept of a PDM method of the matrix converter. The PDM treats a half cycle of an input voltage waveform as a pulse and synthesize an output voltage with a density of the input voltage pulses.

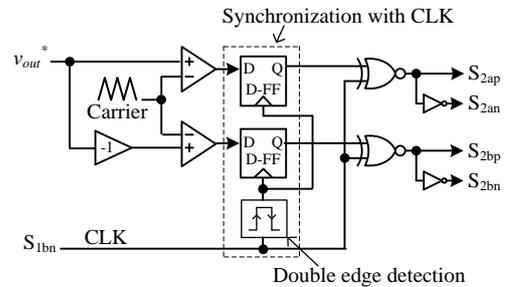


Fig. 5. A block diagram of the PDM based on PWM.

の外乱を相殺するために必要となる

4. PWMに基づくPDMを適用した場合

本章と次章では、マトリクスコンバータの変調法と出力電圧波形ひずみの関係と単相電力脈動補償への影響を比較する。

〈4・1〉 制御法 図 4 に PDM の概要を示す。PDM は高周波側のトランス二次電圧波形をパルスとして扱い、パルスの密度と正負で出力電圧を生成する。図 4 では、トランス二次電圧パルスの半周期を出力電圧の最小単位とする。このとき、マトリクスコンバータはトランス二次電圧のゼロ電圧期間にスイッチングを行うため、ZVS を達成

でき、スイッチング損失を低減できる。

図5に従来方式であるPWMを基にしたPDMのブロック線図を示す。PWMをベースとしているためまず三角波キャリア比較でPWMパルスを得る。次にPWMパルスをDフリップフロップ(D-FF)に入力し、フルブリッジインバータの S_{1bn} のゲート信号の両エッジに同期させることで、PWMパルスを強制的にトランス二次電圧のゼロ電圧期間と同期させてPDMパルスに変換できる。なお、 S_{1bn} のゲート信号を使うのは、 S_{1bn} のゲート信号とトランス二次電圧極性がゼロ電圧期間以外で一致し、またその両エッジがゼロ電圧期間に同期するためである。さらに、トランス二次電圧の正負に対応するように上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、CLKとスイッチングパターンの否定排他的論理和(以下EXNOR)を用いる。

(4-2) 実験結果 表1に提案回路の実験動作条件を示す。なお、実験ではR-L負荷を用いている。また、フルブリッジインバータとマトリックスコンバータのキャリア周波数比は10:1とする。

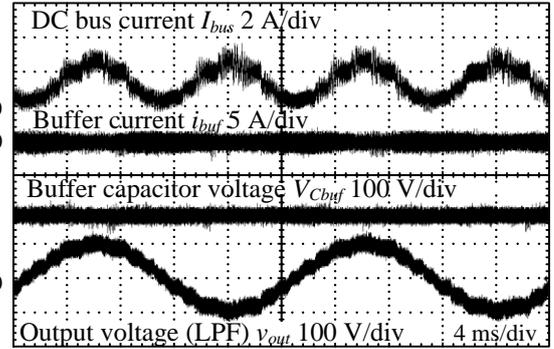
図6に従来法であるPWMに基づくPDMを適用したときの単相電力脈動補償の実験結果を示す。(a)が単相電力脈動補償なしの場合で、(b)は単相電力脈動補償を適用した結果である。(a)より、単相電力脈動補償を適用しない場合、バッファキャパシタ電圧 v_{Cbuf} が変動しない。これにより、直流バス電流 I_{bus} は出力周波数の2倍となる100Hzの電力脈動成分が直流値に対して57.4%重畳する。一方、出力電圧波形には、9次のひずみ成分が重畳し、出力電圧THDは4.30%となる。(a)の条件では、回路中にエネルギーバッファがないため、出力電圧の9次成分による瞬時電力のひずみも直流バス電流に重畳する。一方、(b)のように単相電力脈動補償を適用した場合、脈動電力を吸収するように v_{Cbuf} を変動させる。その結果、 I_{bus} をほぼ一定値に制御でき、100Hz成分は13.1%まで低減される。しかし、出力電圧THDは依然4.33%となり、その影響で直流バス電流に高次のひずみが残存する。これは、提案法では脈動電力をひずみのない正弦波であることを前提にしているのに対し、出力電圧波形に8次のひずみが重畳することで(6)式の補償指令値と実際の脈動電力が一致しないためである。

図7に従来のPDMを使用した時の直流バス電流の高調波解析結果を示す。なお、高調波解析は出力周波数50Hzを1次としている。図7より単相電力脈動補償によって100Hz成分を77.1%低減できるが、8次の成分が7.18%残存する。これは前述のとおり出力電圧ひずみが原因であるため、出力電圧波形を改善すれば8次の成分も低減し、直流バス電流波形をさらに改善できる。

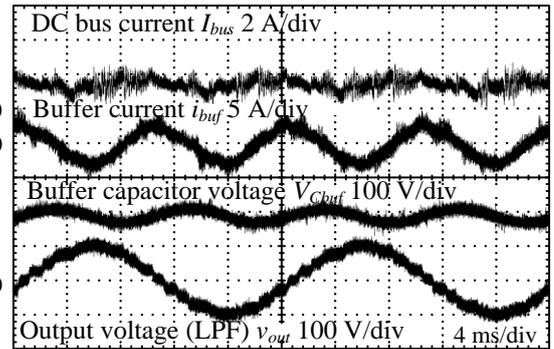
(4-3) 出力電圧ひずみの原因 従来のPDMでは、PWMパルスのスイッチングタイミングを強制的にトランス二次電圧がゼロとなる期間に同期させているため、マトリックスコンバータの1キャリア周期中の出力電圧は整数のパルスで表現される。従って、出力電圧指令値が正弦波の場合、出力電圧のパルス密度は量子化されて階段状に変化し、階

TABLE 1. Experimental condition

DC bus voltage	350 V _{dc}	Load voltage	69.3 V _{rms}
Rated power	410W	Load frequency	50 Hz
Buffer L (L_{buf})	2.0 mH	Filter L (L_{out})	2.0 mH (4.5%)
Buffer C (C_{buf})	200 μ F	Turn ratio of transformer N_2/N_1	0.5
Load current	5A _{rms}		
Carrier frequency of full bridge inverter	100 kHz	Carrier frequency of matrix converter	10 kHz



(a) Without the power decoupling method.



(b) With the power decoupling method.

Fig. 6. Experimental waveforms with the PDM based on PWM. The proposed power decoupling method provides the common mode AC voltage to fluctuate the buffer capacitor voltage.

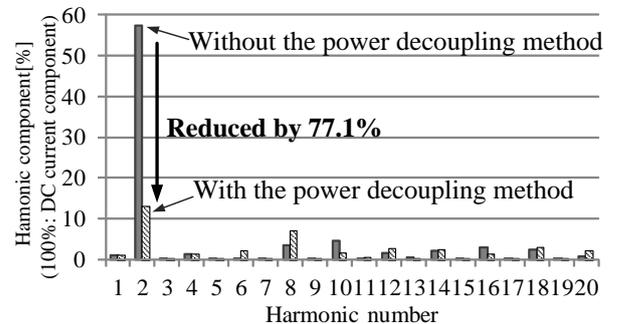


Fig. 7. Harmonic analysis of the DC bus current with the PDM based on PWM.

段のレベル数がPDMの分解能 N_{res} となる。この分解能 N_{res} は、正の出力電圧を表現するレベル数に一致し、インバータとマトリックスコンバータのキャリア周波数比と変調率

α に比例する。本論文では分解能 N_{res} を(7)式で定義する。ただし、 N_{res} はパルス密度のレベル数を現すため必ず整数となり、小数点以下は切り上げとなる。

$$N_{res} = \frac{f_{trans}}{f_{sw}} \alpha \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 f_{trans} はトランス二次電圧周波数(=インバータのキャリア周波数)、 f_{sw} はマトリクスコンバータのキャリア周波数、 α はマトリクスコンバータの変調率である。(7)式より、キャリア周波数比や変調率が小さくなると、出力電圧波形の分解能が下がる。その結果、電圧指令値に対する量子化誤差が大きくなり、出力電圧の基本波に対するひずみが大きくなる。この量子化誤差と分解能の関係を次に説明する。

図8に従来のPDMにおけるマトリクスコンバータのキャリア波形と出力電圧指令値、出力電圧波形の関係を示す。図による説明を簡単化するため、マトリクスコンバータのキャリア周波数を 1kHz、トランス二次電圧周波数を 10kHz とし、キャリア周波数比を 10 とする。また、出力電圧指令値を 0.20→0.25→0.30 p.u. と変化させた場合を示す。従来の PDM を適用した場合、パルスは図8のようにキャリア 1 周期中に分散されずとなって出力されるため、出力電圧のリプルは大きくなる。図8より、 $v_{out}^*=0.20$ p.u. のキャリア半周期における出力電圧のパルス数は 2、 $v_{out}^*=0.25$ p.u. と $v_{out}^*=0.30$ p.u. の場合は 3 本のパルスが出力される。以上のことから、キャリア半周期に含まれるパルス数 n は(8)式で表すことができる。ただし、パルス数は必ず整数となるため小数点以下は切り上げとする。

$$n = \frac{f_{trans}}{f_{sw}} v_{out}^* \dots\dots\dots (8)$$

v_{out}^* は α に比例するため、結果的に n は N_{res} に比例する。図8において、 $v_{out}^* = 0.25$ p.u. のキャリア半周期におけるパルス数は本来 2.5 となるはずだが、従来の PDM 制御では少数点以下の領域を考慮できずパルス数は 3 となる。この誤差が量子化誤差であり、出力電圧ひずみを引き起こす。特に、マトリクスコンバータの変調率が低い場合は、 v_{out}^* の dv/dt が小さいため、出力 1 周期中で量子化誤差が発生する期間が長くなる。また、キャリア周波数比が小さい場合は、量子化されたパルス密度のレベル数が低くなって量子化誤差が大きくなる。このように、分解能が低くなると量子化誤差が大きくなり、出力電圧ひずみも大きくなる。さらに、従来の PDM ではキャリア 1 周期で 1 回ずつ ON,OFF となる PWM をベースとしているため、パルスが連続して出力され、出力電圧リプルが大きくなる。以上のことから、図7の直流バス電流の高次高調波をさらに低減するためには、出力電圧波形の量子化誤差とリプルを低減する PDM を適用する必要がある。

5. $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用した場合

〈5・1〉 制御法 図9に出力電圧波形改善を目的とした $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM のブロック線図を示す。 $\Delta\Sigma$ 変換

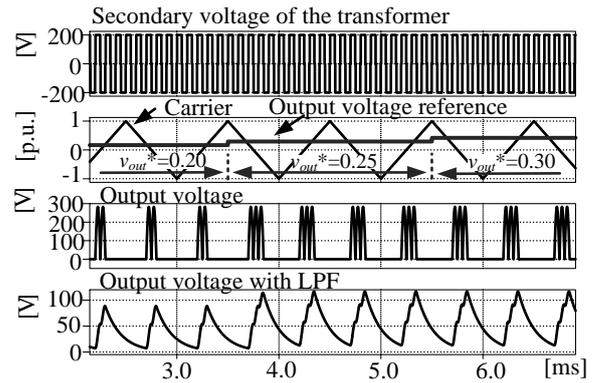


Fig.8. Waveform of matrix converter with PDM based on PWM.

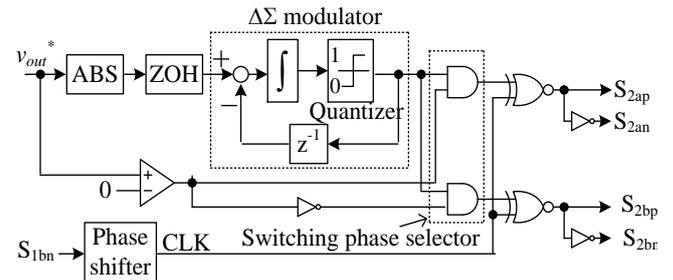


Fig. 9. A block diagram of the PDM based on $\Delta\Sigma$ conversion.

とは、アナログ信号を 1bit のデジタル信号に変換する AD 変換の一種である。 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM では、まず、マトリクスコンバータのキャリアピークに同期したゼロ次ホールド(ZOH)で離散化された出力電圧指令値 v_{out}^* と、1クロック前の量子化器の出力を比較して量子化誤差を積分する。この量子化誤差が積分されて大きくなると、量子化器の出力を 1 から 0、もしくは 0 から 1 に切り替える。図9の量子化器では、量子化誤差が v_{out}^* に達した時に量子化器の出力を切り替える。この結果、ゲート信号の切り替わりがマトリクスコンバータのキャリアに依存しなくなり、パルス密度は階段状ではなく連続的に変化する、すなわち、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM では分解能による制限がなくなり、量子化誤差を低減できるため出力電圧波形も改善できる。また、従来法と同様に v_{out}^* の極性に依って上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、トランス二次電圧と極性が一致するフルブリッジインバータの S_{1bn} のゲート信号と量子化器出力の EXNOR を用いる。

図10に $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM におけるキャリア波形と出力電圧指令値、出力電圧波形の関係図を示す。キャリア周波数比と v_{out}^* は図8と同じ条件である。図10では、パルスが出力されるタイミングはマトリクスコンバータのキャリアに依存せず、パルス密度が連続的に変化している。特に $v_{out}^*=0.25$ p.u. の期間において、従来法ではキャリア一周期のパルス数が 6 となるのに対し、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM ではパルス数が 5 となる。前述の通り、この期間ではキャリア半周期のパルス数が本来 5 となるので、キャリア一周期で見ると $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM の方が量子化誤差を小さくできる。このように、 $\Delta\Sigma$ 変換をベースとすることで、分

解能による制限がなくなり量子化誤差を低減できる。さらに、従来の PDM を適用した場合、キャリア周期中に出力されるパルスは束となるのに対し、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM ではパルスが分散されるため、出力電圧リップルも小さくなる。従って、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用することで出力電圧の量子化誤差とリップルを低減でき、単相電力脈動補償時の直流バス電流波形を改善できる。

〈5・2〉 実験結果 図 11 に $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を用いた場合の単相電力脈動補償の実験結果を示す。なお、実験条件は表 1 と同様である。図 11 より、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を用いることで出力電圧 THD は 2.17% となる。従って、図 6(b) の従来法の PDM 適用時に比べ出力波形のひずみを改善できる。また、電力脈動補償を用いることで、バッファキャパシタ電圧の変動分が 100 Hz の脈動電力を吸収し、従来の PDM 適用時と同様に I_{bus} をほぼ一定値に制御できる。従って、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用することで、単相負荷で発生する脈動補償と単相電力脈動補償の補償量がほぼ一致するため、従来法の PDM 適用時に比べ脈動成分を更に抑制できる。

図 12 に直流バス電流の高調波解析の結果を示す。なお、図 12 も、図 7 と同様に出力周波数 50Hz を基本波としている。図 12 より、単相電力脈動補償と従来の PDM を適用した場合、100 Hz の電力脈動成分は 13.1% まで低減される。一方、単相電力脈動補償と $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用した場合、100 Hz 成分は 8.80% まで低減される。さらに、直流バス電流に含まれる高次高調波も低減でき、直流バス電流波形を更に改善できることを確認した。

6. まとめ

本論文では、出力電圧波形を改善して単相電力脈動補償効果を向上することを目的とし、 $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用した絶縁型単相マトリクスコンバータを提案した。従来システムと比べ、提案回路では大容量の電解コンデンサを使用しないため、回路を小型化できる。さらに、従来の PWM に基づく PDM 適用時に発生する出力波形のひずみについて、分解能と量子化誤差が原因であることを明らかにした。また、この問題を解決する手段として $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用し、出力電圧波形を改善した。実験結果より、単相電力脈動補償と $\Delta\Sigma$ 変換に基づく PDM を適用することで、100Hz の電力脈動成分を 84.7% 低減することを確認した。このとき、出力電圧 THD は 2.17% となることから、提案する電圧誤差補償法の有用性を確認した。

文 献

- (1) T. Babasaki, T. Tanaka, Y. Nozaki, T. Tanaka, T. Aoki, F. Kurokawa: "Developing of Higher Voltage Direct-Current Power-feeding Prototype System", Proc. 31st INTELEC 2009, (2009)
- (2) S. Jung, Y. Bae, S. Choi, H. Kim: "A low cost utility interactive inverter for Residential Fuel Cell Generation", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 22, No. 6, pp. 2293-2298 (2007)
- (3) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49,

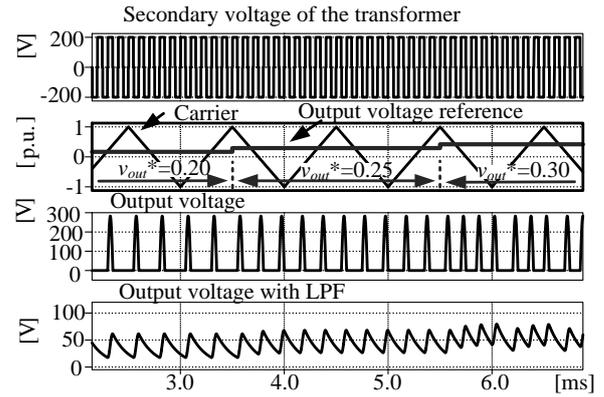


Fig. 10. Waveform of matrix converter with PDM based on $\Delta\Sigma$ conversion.

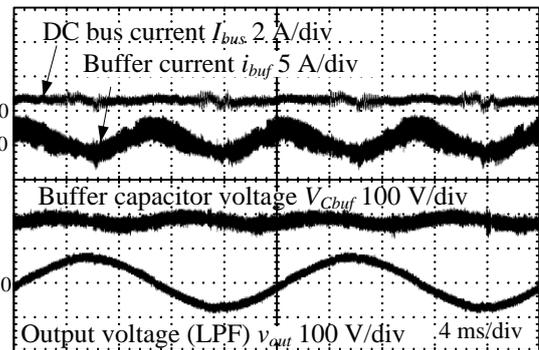


Fig. 11. Experimental waveforms with the PDM based on $\Delta\Sigma$ conversion in a steady state. The DC bus current do not have little harmonic component.

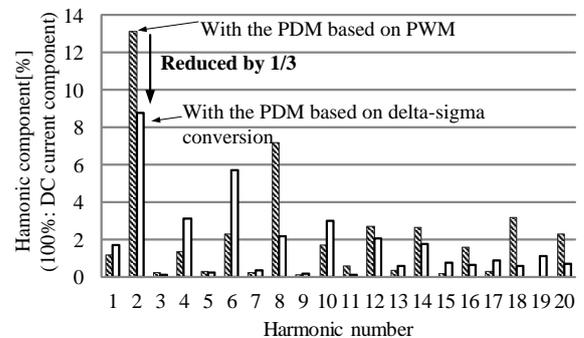


Fig. 12. Harmonic analysis of the DC bus current.

- No. 2, pp. 274-288 (2002)
- (4) J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, P. W. Wheeler: "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, No. 1, pp. 58-70 (2012)
- (5) T. Shimizu, S. Suzuki: "A single-phase grid-connected inverter with power decoupling function", Proc. IPEC 2010, pp. 2918-2923 (2010)
- (6) K. H. Chao, P. T. Cheng: "Power Decoupling Methods for single-phase three-poles AC/DC converters", Proc. ECCE2009, pp. 3742-3747 (2009)
- (7) J. Itoh, F. Hayashi: "Ripple Current Reduction of a Fuel Cell for a Single-Phase Isolated Converter Using a DC Active Filter With a Center Tap", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 3, pp. 550-556 (2010)
- (8) H. Takahashi, N. Takaoka, R.R. Rodriguez, J. Itoh: "Power Decoupling Method for Isolated DC to Single-phase AC Converter using Matrix Converter", IECON2014, pp.3337-3343 (2014)
- (9) Y. Nakata, J. Itoh: "A Fundamental Verification of a Single-phase to Three-phase Matrix Converter with a PDM Control based on Space Vector Modulation", Proc. IPEC 2014, No. 19P1-12, pp. 138-145 (2014)