

Development of a Novel Commutation Method which Drastically Suppresses Commutation Failure of a Matrix Converter

Koji Kato Student Member (Nagaoka University of Technology)

Jun-ichi Itoh Member (Nagaoka University of Technology)

Keywords: commutation, matrix converter, commutation error compensation

This paper proposes the safest novel commutation method for a matrix converter. There are two conventional commutation methods which depend on the polarity of the input line voltage (it is called “voltage commutation”) and depend on the polarity of the output current (it is called “current commutation”). However, problem of the voltage commutation is that commutation failure occurs around zero of the input line voltage. It is difficult to detect its polarity due to depending on offset and delay of the sensor. Similarly, the current commutation failure occurs around zero of the load current. A cause of these detection error are a detection delay and an offset of a sensor.

Figure 1 shows a principle of the proposed commutation method. The proposed commutation method combines the voltage commutation and the current commutation as follows.

- Zero crossing point in the load current: voltage commutation
- Others: current commutation

Therefore, the proposed commutation method can decrease the commutation failure without high accuracy sensor. In addition, a voltage error compensation based on the proposed commutation method is proposed in this paper. The proposed method can simply compensate for the commutation error of the output voltage and the input current at the same time.

The effects of the proposed method are confirmed by experimental results with a 750 W induction motor and a R-L load.

Figure 2 shows the experimental results of each commutation methods. The commutation failure of voltage commutation is occurring when cross point of the input voltage magnitude. Similarly, the commutation failure of the current commutation is occurring when around zero crossing point in the load current. On the other

hand, the commutation failure of the proposed commutation is not occurring. Therefore, those results confirm that the proposed commutation can decrease commutation failure.

Figure 3 shows the comparison of the total harmonics distortion (T.H.D.) of the input current and output current. The T.H.D. of the input current and the output current are 2.6 point and 0.9 point lower than that of the condition without the compensation at 100% output power.

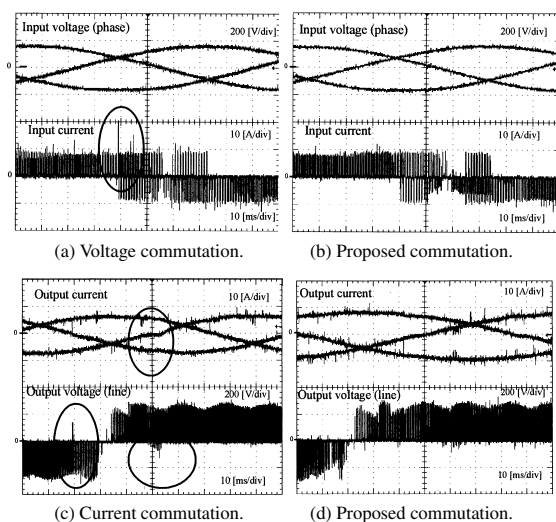


Fig. 2. Experimental result of voltage commutation, current commutation and proposed commutation (R-L load)

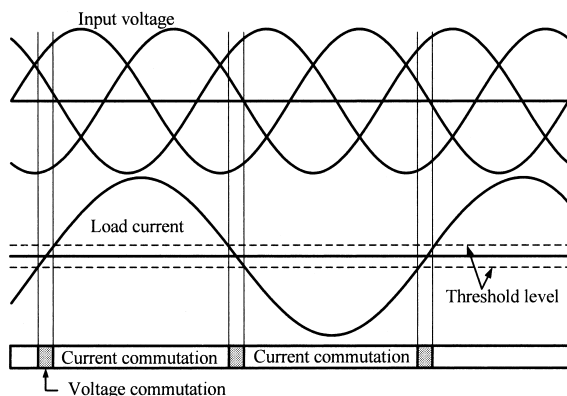


Fig. 1. Proposed commutation method

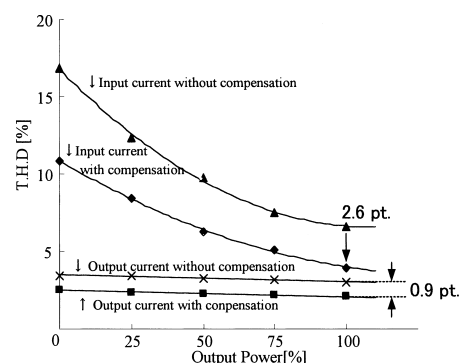


Fig. 3. Experimental result of motor load

マトリックスコンバータの転流失敗を激減する 新しい転流方式の開発

学生員 加藤 康司* 正員 伊東 淳一*

Development of a Novel Commutation Method which Drastically Suppresses Commutation Failure of a Matrix Converter

Koji Kato*, Student Member, Jun-ichi Itoh*, Member

This paper proposes the safest novel commutation method for a matrix converter. There are two conventional commutation methods which depend on the polarity of the input line voltage (it is called “voltage commutation”) and depend on the polarity of the output current (it is called “current commutation”). However, problem of the voltage commutation is that commutation failure occurs around zero of the input line voltage. It is difficult to detect its polarity due to depending on offset and delay of the sensor. Similarly, the current commutation failure occurs around zero of the load current. A cause of these detection errors are a detection delay and an offset of a sensor. The proposed commutation method combines the input voltage commutation and the load current commutation. Therefore, the proposed commutation method can decrease the commutation failure without high accuracy sensor. In addition, a voltage error compensation based on the proposed commutation method is proposed in this paper. The proposed method can simply compensate for the commutation error of the output voltage and the input current at the same time.

The effects of the proposed method are confirmed by experimental results with a 750 W induction motor and a R-L load. Those results confirm that the proposed commutation can decrease commutation failure. Moreover, the total harmonics distortion of the input current and the output current are 2.6 point and 0.9 point lower than that of the condition without the compensation at 100% output power.

キーワード：転流，マトリックスコンバータ，転流誤差補償

Keywords: commutation, matrix converter, commutation error compensation

1. はじめに

近年、逆耐圧をもつ IGBT が開発されており⁽¹⁾，交流電源から任意の交流電圧，周波数を直接出力できるマトリックスコンバータが注目され，盛んに研究されている^{(2)~(6)}。マトリックスコンバータは従来のダイオード整流器を使ったシステムに比べ，入力電流を正弦波にできるため入力電流高調波を低減でき，回生動作が可能であるため，省エネ，高効率の面で優れている。また，PWM 整流器とインバータシステムに対しては，直流バスが存在しないため大型の電解コンデンサが不要であり小型化，長寿命化の面でも優れている。

マトリックスコンバータの主回路は両方向の電圧と電流を制御できる双方向スイッチ9個と入力フィルタから構成さ

れる。このような独自の回路構成であるマトリックスコンバータの問題点として転流がある。マトリックスコンバータでは，電源短絡の防止に加え，誘導性負荷の場合，スイッチング素子に印加するサージ電圧を防止するため負荷開放しないようにスイッチングを行う必要がある。これを回避し，電流を転流する方式について，さまざまな方法^{(7)~(15)}が提案されているが，基本的には入力電圧の大小関係を監視して転流する方法（電圧転流方式）と，負荷電流極性を監視して転流する方法（電流転流方式）の2つに大別される。これらは，いずれも電源電圧の大小関係，また負荷電流の極性ゼロクロス付近で，センサの誤差や検出遅れにより転流失敗が発生しやすい。この転流失敗によりサージ電圧やサージ電流が発生し，最悪の場合，素子を破壊する恐れがある。電源電圧の大小関係や，電流極性を正確に検出するために，センサの精度を高くすると検出回路が複雑になり，コストアップの原因となる。転流失敗が多発すると，サージ電流とサージ電圧を吸収するスナバ容量が大きくなり，またスイッチング素子の寿命にも悪影響を及ぼす。

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188

転流におけるスイッチの切り替えは、転流時間を設け、電源短絡と負荷開放をしないように4ステップに分けて確実に電流を転流する方式が一般的である。これを簡単化するため、スイッチング素子のターンオンとターンオフ時間の違いに着目した2ステップ転流⁽¹⁶⁾がある。2ステップ転流は、転流完了までの時間が短く、転流パターンが簡単であるなどの利点がある。しかし、デバイスの特性に依存しているため、温度やばらつきによってはスイッチングの際に、各出力相のスイッチ群は同時オン、または同時オフが発生し、電源短絡、負荷開放が起こる危険性がある。また、電圧転流方式において、中間相を経由せず、最大相と最小相の間で直接スイッチングさせる方法がある⁽¹⁷⁾。しかし、この方法では、1回の電圧変化が大きいため、スイッチング損失が増加する。

一方、転流を行うことで、インバータのデッドタイム誤差と同様に、出力電圧に誤差が発生する。インバータの場合、この電圧誤差はシステムの外乱となり、特にモータドライブシステムの制御性能の劣化をもたらすため、高い制御性能を発揮するにはデッドタイムにより発生する誤差電圧の補償が重要である。マトリックスコンバータの場合でも同様に、高い制御性能を発揮するには電圧誤差を補正しなくてはならない。従来では出力電圧に生じる誤差を出力電圧指令に加算して補正する方式が一般的である。この場合、出力電圧はよいが、転流に伴う誤差が入力電流波形には残存する。

本論文では、入力電圧の大小関係と負荷電流極性の両方を用いて4ステップの電圧転流方式と電流転流方式を組み合わせる方式を提案する。この方式は、センサの検出精度を高めることなく、転流失敗の発生する確率を低減できる。次に、各相のパルスのオン時間に注目することにより、転流方式によって発生するパルス幅の誤差の関係を明らかにし、提案する転流方式においても簡単に転流誤差を補償する方法を提案する。この方法は簡単である上、入力電流波形と出力電流波形の両方に生じる転流にともなう誤差を補正できる。最後に、実験により、従来の転流方式と提案する転流方式を比較し、電圧転流方式と電流転流方式の両方の長所を有することを確認したので報告する。

2. 従来の転流方式とその問題点

図1に示す双方向スイッチ2個の回路において、電源 v_1 から v_2 へ転流することを考える。マトリックスコンバータは、スイッチング時の電源短絡を防止し、誘導性負荷の場合、負リアクトルに流れる電流の連続性を確保するため、負荷開放しないようにスイッチングしなくてはならない。つまり、各出力相のスイッチ群は同時オンも同時オフも許容されない。スイッチング時の転流は、基本的に入力電圧の大小関係を監視して転流する電圧転流方式と、負荷電流の極性を監視して転流する電流転流方式がある。以下に従来の4ステップの電圧転流方式と電流転流方式の転流シーケンスと、その問題点について説明する。

(2・1) 電圧転流方式 図2(a)に $v_1 > v_2$ 、図2(b)に $v_1 < v_2$ の場合の、電圧転流方式における S_{1a} と S_{2a} のスイッチングを示す。電圧転流方式は入力電圧の大小関係を監視して転流を行うので、図2(a)のように、 $v_1 > v_2$ の場合、スイッチを S_{1a} から S_{2a} へ切り替えるとする、転流シーケンスは以下ようになる。

初期状態 ON : S_{1a}, S_{1b} OFF : S_{2a}, S_{2b}

- ① S_{2a} ON
 - ② S_{1a} OFF
 - ③ S_{2b} ON
 - ④ S_{1b} OFF
- (1)

上記のように、電源短絡を防止するため転流時間 T_d を設け①から④へスイッチを切り替え、転流を行う。

図2(a)において、 v_1, v_2 の値が接近すると、センサの精度不足による検出誤差や遅れなどにより、電圧の大小関係の判別が困難になり、検出値と実際の値に誤りが生じる。検出値が $v_1 > v_2$ であるが、実際は $v_1 < v_2$ であるとき、 S_{1b} と S_{2a} が同時にオンする②から④の期間で、 v_2 から v_1 へ短絡電流が流れ、転流失敗する。

(2・2) 電流転流方式 図3(a)に $i_{load} > 0$ 、図3(b)に

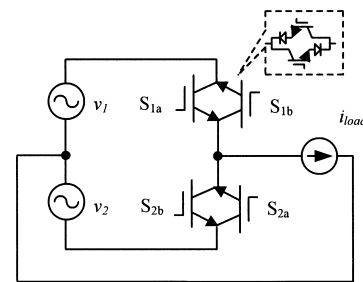
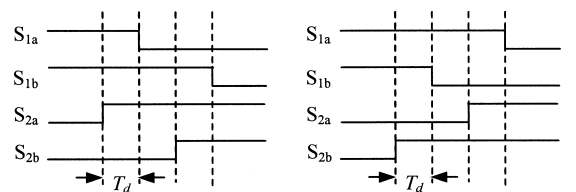


図1 転流モデル

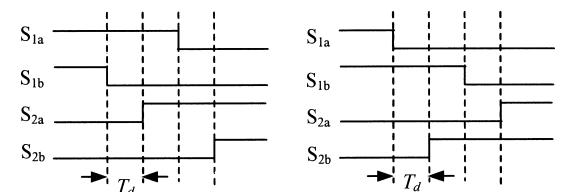
Fig. 1. Commutation model.



(a) Voltage commutation. ($v_1 > v_2$) (b) Voltage commutation. ($v_1 < v_2$)

図2 電圧転流パターン

Fig. 2. Voltage commutation pattern of Fig. 1.



(a) Current commutation. ($i_{load} > 0$) (b) Current commutation. ($i_{load} < 0$)

図3 電流転流パターン

Fig. 3. Current commutation pattern of Fig. 1.

$i_{load} < 0$ の場合の、電流転流方式における S_1 と S_2 のスイッチングを示す。電流転流方式は負荷電流の極性を監視して転流を行うので、図 3(a) のように、 $i_{load} > 0$ の場合、スイッチを S_1 から S_2 へ切り替えるとすると、転流シーケンスは以下ようになる。

初期状態 ON : S_{1a} , S_{1b} OFF : S_{2a} , S_{2b}

- ① S_{1b} ON
 - ② S_{2a} OFF
 - ③ S_{1a} ON
 - ④ S_{2b} OFF
- (2)

上記のように、負荷開放を防止するため転流時間 T_d を設け①から④へスイッチを切り替え、転流を行う。

図 3(a) において、負荷電流ゼロクロス付近で、負荷電流が小さくなると、センサの精度不足による検出誤差や遅れなどにより、電流極性の判別が困難になり、検出値と実際の値に誤りが生じる。検出した電流の極性が $i_{load} > 0$ であるが、実際は $i_{load} < 0$ であるとき、②~④の期間で S_{1b} と S_{2b} が同時にオフになる。この間、 $i_{load} < 0$ の電流経路が存在しなくなり、電流の連続性を確保できなくなる。誘導性負荷の場合、出力電圧に過大なサージ電圧を発生させ、転流失敗する。また、電流転流方式は、負荷電流の極性によって、転流パターンを決定しているため、電流極性信号には逆ヒステリシス特性を持たせなければならない。

3. 提案する転流方法

前述のように、電圧転流方式は電源電圧切り替わり付近において、電流転流方式は負荷電流の極性切り替わり付近において、センサの検出誤差や遅れにより転流失敗が発生しやすい。そこで、提案する転流方式は下記のごとく、転流方式を切り替える。

- 入力電圧の大小関係切り替わり付近... 電流転流方式
- 負荷電流のゼロクロス付近... 電圧転流方式

図 4 は提案する転流方式の原理図である。入力電圧の大小切り替わり付近で電流転流を行うことにより、電源電圧の大小関係によらず転流を行い、また出力電流のゼロクロス付近で電圧転流を行うことで、負荷電流の極性によらず

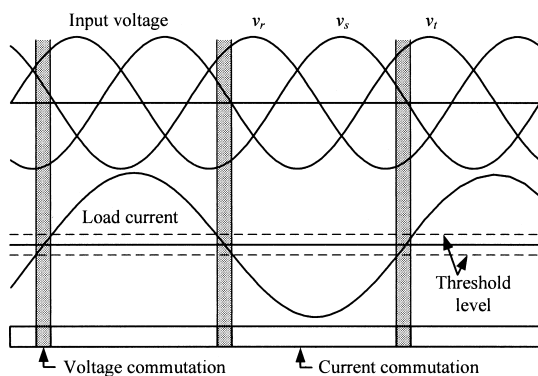


図 4 提案する転流方式

Fig. 4. Proposed commutation method.

転流を行う。そのため、正確に電源電圧の大小関係、負荷電流の極性を検出しなくても、転流失敗を低減できる。

電流転流方式は、負荷電流により転流パターンを決定するので、電流が出力電圧に対しフィードバック的に作用する。この結果、電流転流では負荷電流の極性検出を誤った場合、負荷電流がゼロ付近に停滞することがある。特に、極低速で電流振幅が小さいときなどに失敗が生じやすい。一方、電圧転流方式は、入力電圧によって転流パターンを決定するので、比較的安定に動作できる。そのため、電源電圧の大小関係切り替わり付近と負荷電流のゼロクロス付近が重なる場合は、電圧転流方式を優先する。

なお、出力電流が小さく、電源電圧の大小切り替わりが同時に起こることが予想されるが、このような場合、その 1 回においては、本方式においても転流失敗の可能性がある。しかし、転流失敗の可能性が増加する回数を考えると、従来の転流方式では 1 周期中に 6 回であるのに対し、提案する方式では、入力電圧の周期と出力電流の周期の最小公倍数となる。その結果、トータルの転流失敗の回数は激減する。

図 5 に出力 1 相分の提案する転流方式の構成を示す。ソフトウェアでは、AD コンバータによって取り込まれた負荷電流の大きさと、転流切り替えレベル (Threshold level) を比較することで転流方式選択信号 (Commutation command) を決定し、負荷電流の極性により電流極性信号 (Current direction signal) を作成する。FPGA では、検出した入力電圧の大小関係信号 (Voltage commutation signal) を用いて、ゲートパルスに電圧転流パターンを付加する。また、ソフトウェアで判別した電流極性信号を用いて、ゲートパルスに電流転流パターンを付加する。転流方式選択信号により、電圧転流パターンまたは電流転流パターンのいずれかを選択する。転流方式の切り替えレベルは、負荷電流極性検出の精度に依存する。今回は、AD コンバータによって取り込まれた負荷電流の極性を、ソフトウェアにて判別しているため、ゼロ付近の切り替え精度は高くない。そのため、切り替えレベルを定格電流の 20% としている。なお、ゼロ付

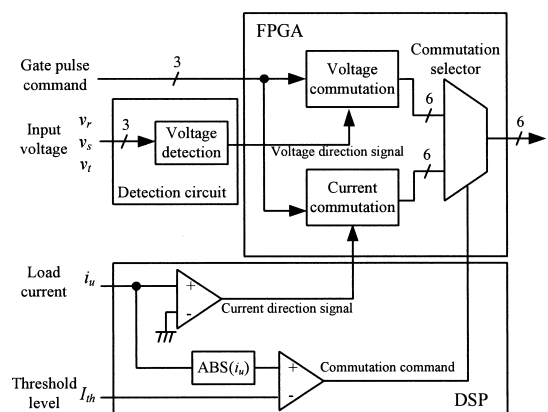


図 5 提案する転流方式の構成

Fig. 5. Configuration of proposed commutation method.

近以外では電流は停滞しないため、切り替えに際してのヒステリシスは必要ない。

4. 転流により発生する誤差

インバータの場合、高い制御性能を発揮するにはデッドタイムにより発生する誤差電圧の補償が重要である。マトリクスコンバータの場合でも同様に、高い制御性能を発揮するには電圧誤差を補正しなくてはならない。

図 6(a) の v_{max} , v_{mid} , v_{min} はそれぞれ任意の状態における入力電圧の最大相, 中間相, 最小相を示し, 各相のスイッチオン時間指令を T_{max}^* , T_{mid}^* , T_{min}^* とする。いま,

最大電圧—中間電圧—最小電圧—中間電圧—最大電圧のようにスイッチングすると仮定すれば, 1 キャリア周期中に 4 回転流が発生する。

従来では, 転流に伴う誤差補正法は発生する出力誤差電圧を出力電圧指令に対してフィードフォワードする方式が一般的である。本方式では, 電流転流と電圧転流を組み合わせる使用することから, 補償方式が複雑化することが予想される。そこで, 本論文では, 各パルスのオン時間に着目し, 転流により生じる誤差パルスを補正する方法を提案する。この結果, 転流誤差補償はきわめて簡単になるうえ, 入力電流と出力電圧波形の両方を同時に補償できる。以下に, 各相のオン時間に着目して電圧転流と電流転流における誤差パルス幅を検討する。

〈4・1〉 電圧転流方式により発生する電圧誤差 図 6(b) に電圧転流方式の PWM パルス指令と, それに電圧転流を付加した PWM パルス, 出力電圧誤差を示す。出力電圧において, 点線が指令出力電圧であり, 実線が実際の出力電圧である。PWM パルス指令に転流動作が付加されると, 各スイッチがオンする時間は実際にオンする時間を T_{max} , T_{mid} , T_{min} とし, 負荷電流を i_{load} , 1 ステップの転流時間を T_d とすれば (3) 式となる。

$$\begin{cases} T_{max} = T_{max}^* - T_d \\ T_{mid} = T_{mid}^* \\ T_{min} = T_{min}^* + T_d \end{cases} \quad (i_{load} > 0) \quad \begin{cases} T_{max} = T_{max}^* + T_d \\ T_{mid} = T_{mid}^* \\ T_{min} = T_{min}^* - T_d \end{cases} \quad (i_{load} < 0) \quad \dots\dots\dots (3)$$

(3) 式から, 電圧転流方式では T_{max} と T_{min} が転流時間 T_d だけ増減する。負荷電流極性によって T_{max} と T_{min} を T_d だけ増加または減少させ, 誤差電圧を発生させる。この電圧転流を付加したときに発生する出力電圧 v_{Vcomm} は (4) 式のように指令電圧 v^* と誤差電圧で表せる。ただし, f_s はキャリア周波数, $y = \text{sign}(x)$ は符号関数で, $x > 0$ のとき $y = 1$, $x < 0$ のとき $y = -1$ である。

$$v_{Vcomm} = v^* - (v_{max} - v_{min})T_d f_s \text{sign}(i_{load}) \dots\dots\dots (4)$$

電圧転流方式により生じた転流誤差を補償するためには, (5) 式のように, 負荷電流極性にに応じて T_{max}^* と T_{min}^* を T_d だけ補償し, T_{max}^{**} と T_{min}^{**} を求めればよい。

$$\begin{cases} T_{max}^{**} = T_{max}^* + T_d \text{sign}(i_{load}) \\ T_{min}^{**} = T_{min}^* - T_d \text{sign}(i_{load}) \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

〈4・2〉 電流転流方式により発生する電圧誤差 図 6(c)

に電流転流方式の PWM パルス指令と, それに電流転流を付加した PWM パルス, 出力電圧誤差を示す。電流転流方式も電圧転流方式と同様に, PWM パルス指令に転流動作が付加されると, 各スイッチがオンする時間は以下のようにになる。

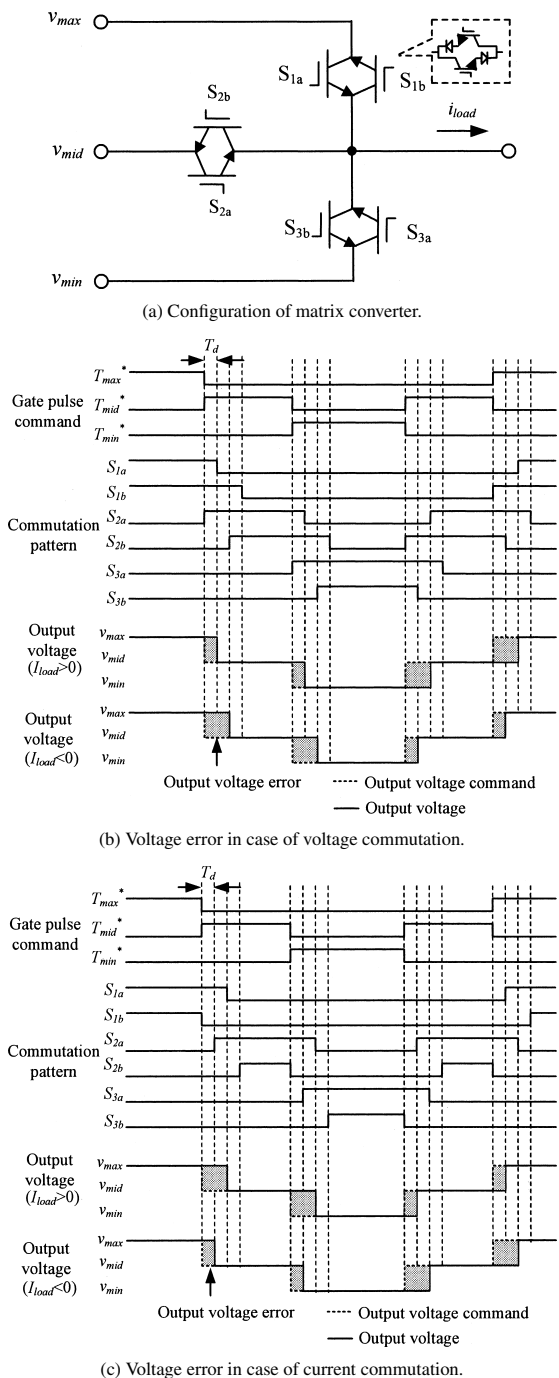


図 6 転流による電圧誤差
Fig. 6. Behavior of voltage error by commutation.

$$\begin{cases} T_{max} = T_{max}^* + T_d \\ T_{mid} = T_{mid}^* \\ T_{min} = T_{min}^* - T_d \end{cases} \quad (i_{load} > 0) \quad \begin{cases} T_{max} = T_{max}^* - T_d \\ T_{mid} = T_{mid}^* \\ T_{min} = T_{min}^* + T_d \end{cases} \quad (i_{load} < 0) \quad \dots\dots\dots(6)$$

電流転流方式においても、(6)式のように負荷電流極性によって T_{max} と T_{min} に T_d が誤差として付加する。(7)式に示す電流転流方式によって出力する電圧 v_{Icomm} も、電圧転流方式と同様に、指令電圧 v^* と誤差電圧で表せる。

$$v_{Icomm} = v^* - (v_{max} - v_{min})T_d f_s \text{sign}(i_{load}) \dots\dots\dots(7)$$

電流転流方式も (8) 式のように負荷電流極性に依じて T_{max}^* と T_{min}^* を T_d だけ補償し、 T_{max}^{**} と T_{min}^{**} を求めればよい。

$$\begin{cases} T_{max}^{**} = T_{max}^* - T_d \text{sign}(i_{load}) \\ T_{min}^{**} = T_{min}^* + T_d \text{sign}(i_{load}) \end{cases} \dots\dots\dots(8)$$

〈4・3〉 提案する転流方式により発生する電圧誤差 提案する転流方式は、上記の電圧転流方式と電流転流方式を組み合わせる。(4)式、(7)式を比較すると明らかなように、2つの転流方式で発生する誤差電圧の大きさは等しく、符号のみが異なる。従って、提案する転流方式によって発生する誤差は、負荷電流の極性と転流方式により、電圧転流のとき $K_{comm} = 1$ 、電流転流のとき $K_{comm} = -1$ とすれば、以下のように表せる。

$$v_{Icomm} = v^* - (v_{max} - v_{min})T_d f_s \text{sign}(i_{load})K_{comm} \dots\dots\dots(9)$$

よって、提案する転流方式は、電流極性と転流方式によって T_d だけ誤差電圧が発生する。この誤差電圧を補償するには電流極性と転流方式を監視し、(10)式のように T_{max}^* と T_{min}^* のオン時間から T_d を加減算することで、電圧転流方式、電流転流方式と同様に補償できる。

$$\begin{cases} T_{max}^{**} = T_{max}^* + T_d \text{sign}(i_{load})K_{comm} \\ T_{min}^{**} = T_{min}^* - T_d \text{sign}(i_{load})K_{comm} \end{cases} \dots\dots\dots(10)$$

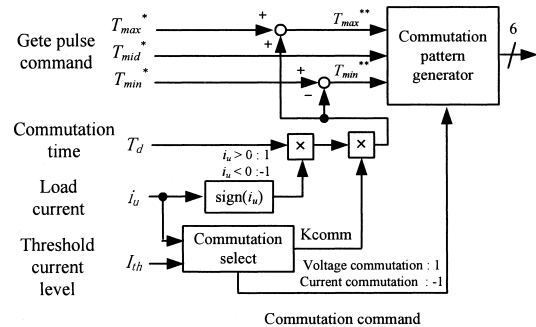


図7 提案する転流誤差補償

Fig. 7. Proposed commutation error compensation.

図7に提案する転流誤差補償の1相分のブロック図を示す。負荷電流 (Load current) と電流しきい値 (Threshold current level) より電圧転流方式と電流転流方式のどちらかを選択し転流パターンを付加する。その転流パターンと負荷電流の極性により補償量を決定し、 T_{max}^* と T_{min}^* に与えることで、転流誤差を補償する。

5. 実験結果

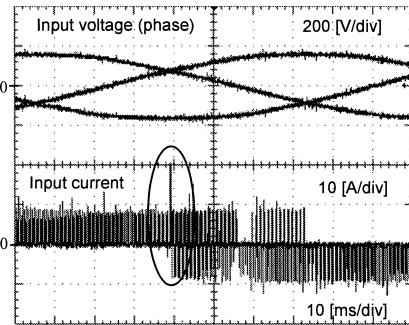
提案する転流方式について、実験により効果の検証を行った。表1に実験条件を示す。転流方式を切り替えるための電流しきい値は、低すぎるとスイッチングリップ等による検出ミスが発生し、転流失敗する可能性があるため、ここでは定格電流のピーク値の約20[%]である ± 1.1 [A] とする。

図8、図9に電圧転流方式と電流転流方式の実験結果を示す。図8(a)は電圧転流方式の転流失敗の様子、図9(a)は電

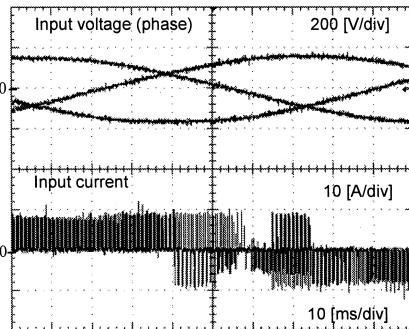
表1 実験条件

Table 1. Experimental parameter.

Input voltage	200[V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50[Hz]		6.6 [μ F]
Cut-off frequency	1.3[kHz]	Commutation time	2.5[μ s]
R-L load	V/f control	750[W] Motor	Vector control
Output frequency	20[Hz]	Motor speed	600[rpm]
Threshold current level		± 1.1 [A]	



(a) Voltage commutation.



(b) Proposed commutation.

図8 電圧転流と提案法の実験結果 (R-L 負荷)

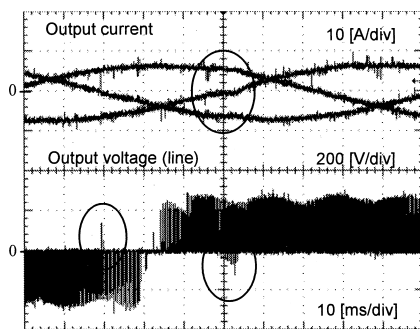
Fig. 8. Experimental result of voltage commutation and proposed commutation (R-L load).

流転流方式の転流失敗の様子を示している。転流そのものの違いを確認するため、負荷はR-L負荷としている。図8、図9に示す○部で転流失敗が生じている。電圧転流方式では、電源電圧の大小切り替わり付近において、電源電圧の検出誤りにより電源短絡が発生し、入力電流にサージ電流が発生している。一方、電流転流方式では、負荷電流ゼロクロス付近において、電流極性検出の誤りにより負荷開放し、負荷電流のゼロクロス付近で出力電圧にサージ電圧が発生している。さらに、電流転流方式では、極性検出を誤ると転流出来なくなるため、負荷電流がゼロ付近に停滞し、波形がひずむことが確認できる。

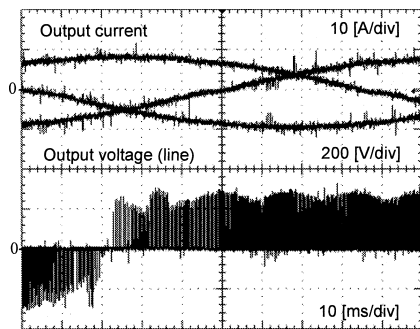
図8(b)、図9(b)は提案する転流方式の波形である。提案する転流方式では、電源電圧の大小切り替わり付近、負荷電流のゼロクロス付近においても、転流失敗をすること無く、確実に転流しており、提案方式が効果的であることが確認できる。

図10は入力電流と出力電流の25次までのT.H.D.の計算結果である。入力電流について、電圧転流方式は、電源電圧の大小切り替わり付近でのセンサの検出ミスによる転流失敗などの影響により、入力電流にひずみが発生するため、電流転流方式と比較するとT.H.D.が悪化する。

一方、出力電流について、電流転流方式では、負荷電流ゼロクロス付近におけるセンサの検出ミスによる転流失敗や負荷電流検出信号の逆ヒステリシス特性のため、ゼロクロス付近において波形がひずむ。そのため電圧転流方式と

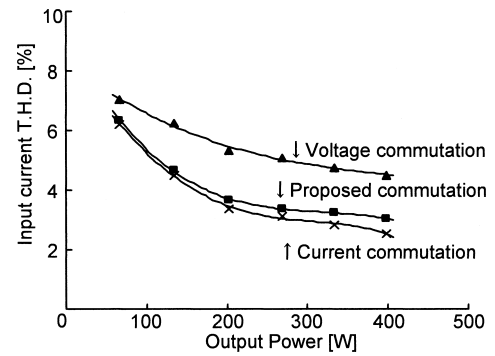


(a) Current commutation.

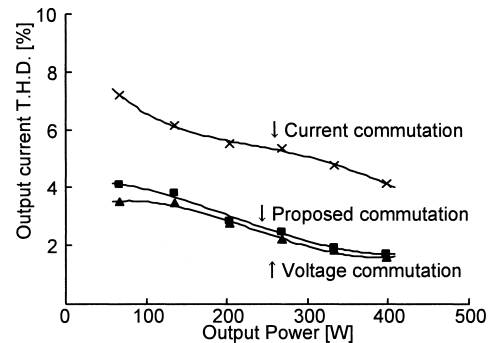


(b) Proposed commutation.

図9 電流転流と提案法の実験結果 (R-L 負荷)
Fig. 9. Experimental result of current commutation and proposed commutation (R-L load).

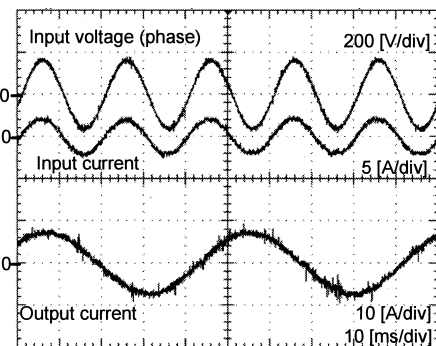


(a) T.H.D. of input current (R-L load).

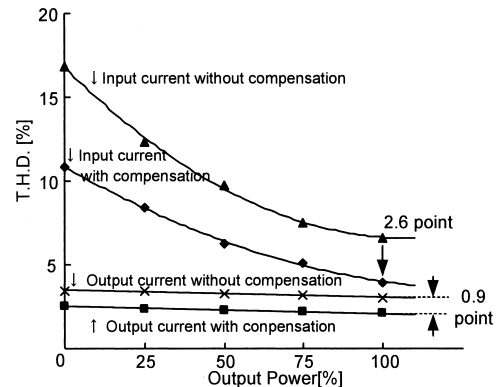


(b) T.H.D. of output current (R-L load).

図10 入力電流と出力電流のT.H.D. (R-L 負荷)
Fig. 10. T.H.D. of input current and output current (R-L load).



(a) Waveform of proposed method (Vector control).



(b) T.H.D. of input current and output current (Vector control).

図11 モータ負荷の実験結果
Fig. 11. Experimental result of motor load.

比較すると T.H.D. が悪化する。

提案する転流方式は、

- 入力電圧の大小関係入れ替り付近… 電流転流方式
- 負荷電流のゼロクロス付近… 電圧転流方式

のように転流方式を組み合わせるため、電源電圧の大小切り替わり付近における入力電流ひずみと、負荷電流ゼロクロス付近における負荷電流ひずみの両方を低減できる。そのため、入力電流の T.H.D. について提案する転流方式と電流転流方式、出力電流 T.H.D. について提案する転流方式と電圧転流方式、それぞれを比較すると大きな差がない。すなわち、提案する転流方式は両方のトレードオフを解決し、入出力ともに波形を改善できる。

図 11 は提案する転流方式にて、ベクトル制御によりモータを駆動した場合の結果であり、入出力電流波形と 25 次までの T.H.D. 結果を示している。提案する転流方式でモータを制御しても良好な波形を得られることが確認できる。また、T.H.D. 結果において転流誤差補償有りとし無しの場合を比較すると、転流誤差補償有りの場合では、出力 100[%] で入力電流は 2.6 ポイント、出力電流は 0.9 ポイント改善されており、提案する誤差補償方式が有効であることが確認できる。また、転流誤差補償を行った場合、出力 100[%] で入力電流、出力電流の T.H.D. はそれぞれ 3.9[%], 2.1[%] を達成している。

6. まとめ

本論文では、入力電圧の大小関係と負荷電流極性の両方を用い、転流失敗の発生する回数を大幅に低減できる転流方式を提案した。また、転流によって発生する誤差の関係を明らかにし、電圧転流と電流転流を切り替えた場合でも、問題なく転流誤差を補償できる方法を提案した。R-L 負荷と 750 W の誘導機により実験を行うことで従来方式と比較し、その有効性を検証した。下記にその結論を示す。

- (1) 検出センサの精度を高めることなく、転流失敗を低減できる。
- (2) 電源電圧切り替わり付近における入力電流ひずみと、出力電流ゼロクロス付近の負荷電流ひずみ両方を低減できる。
- (3) 提案する転流方式の転流による電圧誤差は従来の転流方式と同様に簡単に補償できる。
- (4) ベクトル制御時の入力電流、出力電流の T.H.D. は出力 100[%] でそれぞれ 3.9[%], 2.1[%] である。

以上のことから、提案する転流方式は、従来の転流方式を組み合わせることで簡単に構成でき、転流失敗を低減することが出来る。これより、転流失敗で発生するサージを吸収するスナバ容量を小さくでき、また素子の寿命の観点から、提案する転流方式は非常に有効であると考えられる。

なお、本研究の一部は平成 17 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

(平成 18 年 9 月 22 日受付, 平成 19 年 2 月 8 日再受付)

文 献

- (1) M. Takei, A. Odaka, and H. Fujimoto: "Application technique of Reverse blocking IGBT", Fuji review, Vol.75, No.8, 445-448 (2002) (in Japanese) 武井 学・小高章弘・藤本 久:「逆阻止 IGBT の適用技術」, 富士時報, Vol.75, No.8, 445-448 (2002)
- (2) J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga, and T. Lipo: "New Control Strategy for matrix converter", Proceedings of Power Electronics Society conference, pp.360-367 (1989)
- (3) P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, and L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review", *IEEE Trans. I.E.*, Vol.49, No.2, pp.274-288 (2002)
- (4) 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, 457-463 (2004-5) (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**, 5, 457-463 (2004-5)
- (5) H. Hara, E. Yamamoto, M. Zenke, K. Kan, and T. Kume: "An Improvement of Output Voltage Control Performance for Low Voltage Region of Matrix Converter", Proc. of IEEJapan IAS 2002, pp.1-313-316 (1-48) (2004) (in Japanese) 原 英則・山本栄治・善家充彦・姜 俊求・久米常生:「低電圧領域におけるマトリクスコンバータの電圧改善の一方策」, 平 16 産業応用部門大会, 214 (2004)
- (6) J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, K. Kuroki, E. Yamada, and T. Koga: "VVVF On-line Control of Matrix converter", *IEEJ*, Vol.116-D, No.6, (2004) (in Japanese) 小山 純・夏 暁戎・樋口 剛・黒木恒二・山田英二・古賀高志:「PWM サイクロンコンバータの VVVF オンライン制御」, 電学論 D, **116**, 6, 644-651 (1996-6)
- (7) J. Itoh, H. Tajima, and H. Ohsawa: "Induction Motor Drive System using V-connection AC Chopper", *IEEJ*, Vol.123-D, No.3 (2003-3) (in Japanese) 伊東淳一・田島宏一・大沢 博:「三相 V 結線交流チョッパを用いた誘導電動機駆動システム」, 電学論 D, **123**, 3, 271-277 (2003-3)
- (8) J. Mahlein, J. Igney, J. Weigold, M. Braun, and O. Simon: "Matrix Converter Commutation Strategies With and Without Explicit Input Voltage Sign Measurement", *IEEE Trans. I.E.*, Vol.49, No.2, pp.407-414 (2002)
- (9) P.W. Wheeler and D.A. Grant: "Optimized input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter", IEE Proceedings of Electric Power Applications, Vol.144, No.1, pp.53-60 (1997-1)
- (10) K.G. Kerris, P.W. Wheeler, L. Empringham, and J.C. Clare: "Implementation of a Matrix Converter Using p-Channel MOS-Controlled Thyristors", IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, (2000-9)
- (11) L. Empringham, P.W. Wheeler, and J.C. Clare: "Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques", Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998 (PESC98), pp.707-713 (1998)
- (12) M. Ziegler and W. Hofman: "Performance of a two step commutated matrix converter for ac-variable-speed drives", Proc. of EPE, No.258 (1999) (CD-ROM)
- (13) P.W. Wheeler, J.C. Clare, and L. Empringham: "A MCT BASED MATRIX CONVERTER WITH MINIMIZED COMMUTATION TIMES AND ENHANCED WAVEFORM QUALITY", IEE Conference Publication (Institute of Electrical Engineers), Vol.487, pp.206-210 (2002)
- (14) H. Ohguchi, J. Itoh, I. Sato, A. Odaka, H. Kodachi, and N. Eguchi: "An Improvement Scheme of Control Performance for Matrix Converter" Proc. of EPE (2004)
- (15) H. Hara, K. Kan, E. Yamamoto, K. Yamada, M. Zenke, and E. Watanabe: "Performance Improvement of Matrix Converter Drives", Proc. of IEEJapan IAS 2002, pp.931-934 (214) (2002) (in Japanese) 原 英則・姜 俊求・山本栄治・山田健二・善家充彦・渡辺英司:「マトリクスコンバータのドライブ性能改善」, 平 14 産業応用部門大会, 214 (2002)
- (16) M. Ziegler and W. Hofmann: "Semi natural two steps commutation strategy for matrix converters", in Proc. IEEE PESC'98, pp.727-731 (1998)
- (17) L. Wei, T.A. Lipo, and H. Chan: "Robust voltage commutation of the conventional matrix converter", Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual Volume 2, 15-19 (2003-6) Page(s):717-722 Vol.2

加藤 康 司 (学生員) 1983 年生。2006 年 3 月長岡技術科学
大学卒業。同年 4 月同大学大学院工学研究科修士
課程電気電子情報工学専攻に進学。主に電力変換
回路に関する研究に従事。



伊 東 淳 一 (正員) 1972 年生。1996 年 3 月長岡技術科学大
学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月、富
士電機(株)入社。2004 年 4 月長岡技術科学大学
電気系助教授。現在に至る。主に電力変換回路、
電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技
術科学大学)。

