

# マトリックスコンバータの電圧時間積ベクトル軌跡を考慮した同期 PWM 制御の出力周波数特性

学生員 真木 康次 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Output Frequency Characteristics of Synchronous PWM Control Strategy Based on Vector Locus of Voltage-time for a Matrix Converter

Koji Maki, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a synchronous PWM control method considering the vector locus of the output voltage-time product for a matrix converter. The problem of low switching frequency is a beat component in the input and the output current. In order to solve this problem, the PWM pattern of the matrix converter is introduced by the vector locus of the output voltage-time product. At last, the illogical and logical harmonic components of the input current, low frequency component of the output voltage according to the output frequency are confirmed by simulation results.

キーワード : マトリックスコンバータ, ビートレス制御, ベクトル軌跡, 同期 PWM 制御

Keywords : Matrix converter, Beatless control, Vector locus, Synchronous PWM control

### 1. はじめに

近年, 大型のエネルギーバッファを必要とせず, 交流から交流に直接変換するマトリックスコンバータ(以下, MC)が注目を浴び, 盛んに研究が行われている<sup>(1-3)</sup>. MC は高効率, 長寿命, 小形などの利点を有しており, 逆阻止 IGBT の開発により, さらなる発展が期待されている。

高周波用途における制御では, 主に次の 2 点に注目する。①スイッチング回数の低減による変換器損失の低減とデバイスの制約条件の緩和, ②波形の対称性を保つことによる高調波及び低周波ビートの抑制である。従来の電圧形インバータでは, 高周波用途に同期 PWM 制御が採用されている。電圧形インバータは電源電圧が直流であるため, 波形の対称性を保つことは容易である。しかし, MC の電源電圧は刻一刻と変化するため, 対称性を保つことは非常に難しく, 入力周波数に起因した低周波ビートが発生する。筆者らは過去に MC の同期 PWM 制御を提案し<sup>(4)(5)</sup>, 低周波ビートを抑制したが, 入力周波数に対して出力周波数を十倍程度に高くする必要があった。

本論文では, MC における電圧時間積のベクトル軌跡に着目した空間ベクトル変調制御ベースの同期 PWM 制御を提案する。提案法は低周波ビートの発生に関わる電圧時間積のベクトル軌跡を考慮することで, 低周波ビートを抑制する。また, ベクトルの選択及びデューティの計算は電圧形インバータ側のセクター切替え毎に行い, スwitching 周波数を出力周波数の 6 倍としている。そのため, 過去に提

案した同期 PWM 制御よりもスイッチング周期が短く, 入力電圧の変動が比較的影響しないので, 出力周波数を下げることができる。以下に, 提案法における出力周波数と高調波, 低周波成分の関係をシミュレーションで明らかにしたので, 報告する。

### 2. 低周波ビートの発生原理

低周波ビートは, 出力 1 周期で電圧時間積がゼロとならないことが原因で発生する。電圧時間積は純インダクタンスを負荷としたときに流れる電流として考えることができる。電圧時間積が出力 1 周期でゼロにならない場合, 電流には必ずオフセット電流が流れる。このオフセット電流が一定の周期で変化し, 低周波ビートとなる。

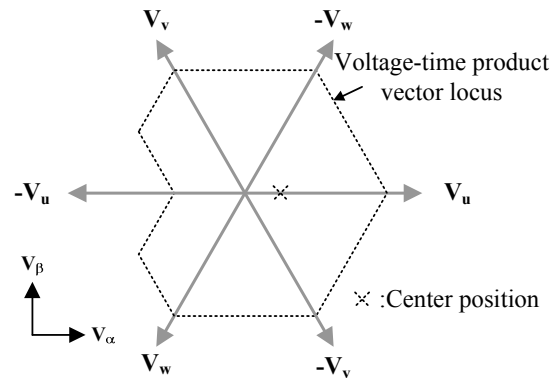


図 1 電圧時間積のベクトル軌跡と中心位置  
Fig. 1. Vector locus of voltage-time product and center position.

$\alpha$ - $\beta$ 座標で考えると、電圧時間積のベクトル軌跡が描く図形の中心位置がオフセットに相当する。その中心位置が周期的に移動する場合、低周波ビートとなる。

図1に、オフセット電流が流れる場合の電圧時間積のベクトル軌跡の一例を示す。図中の破線は電圧時間積のベクトル軌跡を、X マークはその中心を示している。ベクトル軌跡は基底  $V_u$  の逆方向側が大きくゆがみ、中心位置が6つの基底の中心よりも基底  $V_u$  側に移動している。このことから、出力にオフセット電流が含まれることがわかる。なお、中心位置はベクトル軌跡の1周期分を積分したものとす。

提案法では、インダクタンスに流れる電流のベクトル軌跡、つまりは電圧時間積のベクトル軌跡を制御し、低周波ビートを抑制する。

### 3. 電圧時間積軌跡制御

図2に電圧形インバータ側の空間ベクトルの単振動ベクトル及びゼロベクトルを示す。提案法では、直接空間ベクトル変調を行うが、提案するベクトル軌跡指令より、位相角が変動する回転ベクトルは使用しない。なお、ここで  $TRT_{(v)}$  は T 相-U 相, R 相-V 相, T 相-W 相の接続を意味する。

図3に電圧時間積のベクトル軌跡指令を示す。(a)はMCにおける電圧形インバータ側の空間ベクトル図にベクトル軌跡指令が描かれている図で、(b)は(a)中のセクター  $c_2$  中に描くベクトル軌跡である。セクター  $c_2$  と(b)の図が  $\pi/2$  ずれているのは、電圧を積分した値である電圧時間積は  $\pi/2$  だけ位相が遅れるためである。(b)における  $\phi$  は電圧時間積ベクトル軌跡の内接円の半径であり、これを今後基準半径(指令値)として制御を行う。また、(b)中の  $v_1, v_3$  は(a)中の  $-V_w$  方向の単振動ベクトルによるベクトル軌跡で、 $v_2, v_4$  は  $V_v$  方向の単振動ベクトルによるベクトル軌跡である。

基準半径  $\phi$  と  $v_1-v_4$  の長さは以下の式で表される。図中の  $A$  は基準半径  $\phi$  と角度  $\pi/6$  rad より求められ、 $B$  は  $A$  と  $\phi$  の差分で求められる。 $v_3, B$ 、基底  $V_u$  に囲まれている斜線の図形は正三角形であり、 $B$  は  $v_3$  と等しいことから式(1)が導出される。 $v_1, v_4$  は  $B$  と  $A$ 、角度  $\pi/6$  rad より、式(2)が導出される。

$$|v_2| = |v_3| = (2 - \sqrt{3}) \cdot \phi / \sqrt{3} \dots\dots\dots (1)$$

$$|v_1| = |v_4| = (\sqrt{3} - 1) \cdot \phi / \sqrt{3} \dots\dots\dots (2)$$

また、時間とベクトルの移動距離  $l_n$  については、選択したベクトルの大きさ  $|V_n|$  と時間  $t$ 、出力周波数  $f_{out}$  を用いて、以下の式で表される。

$$l_n = 2\pi f_{out} t |V_n| = \omega_{out} t |V_n| \dots\dots\dots (3)$$

提案法では、1セクター毎にベクトルの選択とデューティの計算を行う。式(1)(2)(3)より、 $v_1-v_4$  におけるデューティ  $D_1, D_2, D_3, D_4$  を求める。 $v_1$  を通過する単振動ベクトルの大きさを  $|V_1|$  とし、 $v_2, v_3, v_4$  も同様に  $|V_2|, |V_3|, |V_4|$  とする。なお、式(3)は各デューティ  $D_n$  と1セクター分の位相角  $\pi/3$  より、式(4)で表される。

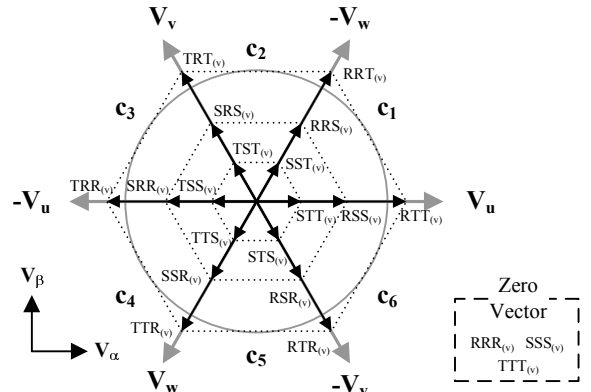
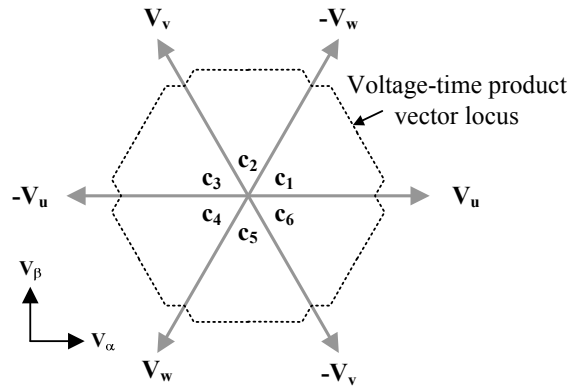
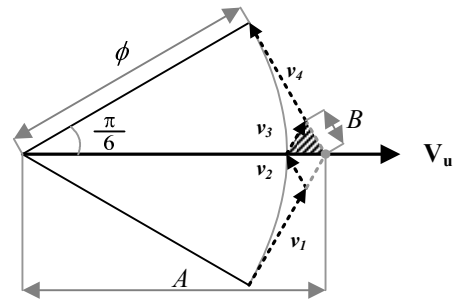


図2 電圧形インバータ側の空間ベクトル  
Fig. 2. Space vector of VSI side.  
(Input voltage phase angle = 15°)



(a) All parts of vector locus reference



(b) A part of "c2" of vector locus reference

図3 電圧時間積のベクトル軌跡指令  
Fig. 3. Vector locus reference of voltage-time product.

$$l_n = D_n |V_n| \cdot \pi / 3 \dots\dots\dots (4)$$

ここで、式(1)(2)で計算される各ベクトル軌跡の長さ  $|v_n|$  と選択したベクトルによる電圧時間積の移動距離  $l_n$  を等しく制御することで、指令通りのベクトル軌跡を描くことができることより、デューティが求められる。式(5)は  $D_1, D_4$  を求め、式(6)は  $D_2, D_3$  を求める式である。

$$D_{1(4)} = \frac{3}{\pi |V_{1(4)}|} \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}} \phi \dots\dots\dots (5)$$

$$D_{2(3)} = \frac{3}{\pi |V_{2(3)}|} \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}} \phi \dots\dots\dots (6)$$

式(5)(6)によって求められたデューティの総和が1を超えていた場合は、ベクトルの選択から計算しなおす。デュー

ティの総和が1以下であれば、出力1/6周期中に指令通りのベクトル軌跡を描くことができる。余りの時間中はゼロベクトルを出力する。ゼロベクトル出力のデューティ  $D_5$  は以下の式で求められる。選択するベクトルのパターン全てにおいてデューティ1を超える場合、指令通りの軌跡を通ることができないので、基準波形  $\phi$  を変更する必要がある。

$$D_5 = 1 - D_1 - D_2 - D_3 - D_4 \dots (7)$$

なお、同じ方向の単振動ベクトルの種類が3つで、ベクトルの選択数が  $v_1-v_4$  の4つであるから、ベクトルの選択パターンは  $3^4=81$  パターンとなる。

#### 4. 入力電流制御

図4に電流形PWM整流器側の空間ベクトル図を示す。図2と同様に単振動ベクトルとゼロベクトルのみ示す。電流形の単振動ベクトルは各基底に対して、位相が  $\pi/6$  rad ずれる。

前節で選択されたベクトルと計算されたデューティより、入力電流位相角が決定する。そのため、提案法の入力電流制御はベクトルが選択され、デューティが計算された後に処理を行う。提案法の入力電流制御はベクトルの選択81パターン中、デューティが計算できたパターンの中から入力電圧位相に最も近い入力電流位相となるベクトルのパターンを出力する。

制御周期は出力1/6周期であるため、1制御期間中の出力電流の変動が大きい。つまり、1制御期間中の入力側の単振動ベクトルの大きさの変動が大きくなる。そのため、提案法では、入力電流ベクトルの大きさの変動を考慮する。具体的には、各ベクトル期間の入力ベクトルの平均値をベクトルの大きさとする。ただし、計算では、出力電流は理想的な正弦波と仮定する。

まず、出力電流を検出し、出力電流位相角  $\theta_{out}$  を求める。計算式は式(8)の通りである。 $i_u$  はU相電流を示しており、V相とW相も同様に示されている。式(8)で計算した出力電流の位相角は1制御周期後には  $\pi/3$  rad 位相が進む。

$$\theta_{out} = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} (i_v - i_w) / i_u - \frac{1}{2} (i_v + i_w) \right) \dots (8)$$

入力側の単振動ベクトルの大きさは出力電流1相の電流の大きさに依存する。ここで、1制御期間中の位相角を  $\theta$  とし、理想的な出力電流を計算すると以下の式となる。入力電流制御は振幅を制御しないので、振幅1に基準化する。

$$i_u = \cos(\theta + \theta_{out}) \dots (9)$$

$$i_v = \cos(\theta + \theta_{out} - 2\pi/3) \dots (10)$$

$$i_w = \cos(\theta + \theta_{out} + 2\pi/3) \dots (11)$$

上式は1制御期間中の出力電流であるため、 $\theta$  の範囲は  $0 \leq \theta \leq \pi/3$  とする。提案法では、入力電流ベクトルの大きさは各ベクトル期間の平均値とするため、ベクトル  $v_n$  ( $n=1, 2, 3, 4$ ) を出力する期間  $a_n-b_n$  の出力電流の平均電流を求める。なお、 $a_n$  および  $b_n$  の範囲を  $b_{n-1} < a_n < b_n$  及び  $a_n < b_n < a_{n+1}$  とする。

$$\therefore i_{u,ave} = \frac{1}{b_n - a_n} \int_{a_n}^{b_n} \cos(\theta + \theta_{out}) d\theta$$

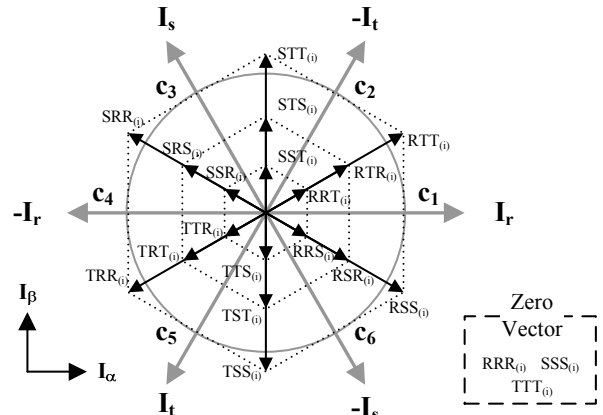


図4 電流形PWM整流器側の空間ベクトル  
Fig. 4. Space vector of current source PWM rectifier side.  
(Output current phase angle=15°)

$$i_{u,ave} = \frac{\sin(b_n + \theta_{out}) - \sin(a_n + \theta_{out})}{b_n - a_n} \dots (12)$$

$$i_{v,ave} = \frac{\sin(b_n + \theta_{out} - 2\pi/3) - \sin(a_n + \theta_{out} - 2\pi/3)}{b_n - a_n} \dots (13)$$

$$i_{w,ave} = \frac{\sin(b_n + \theta_{out} + 2\pi/3) - \sin(a_n + \theta_{out} + 2\pi/3)}{b_n - a_n} \dots (14)$$

なお、 $a_n$  及び  $b_n$  の計算式は以下の式で求められる。 $a_n$  及び  $b_n$  は各デューティ  $D_n$  から求められる。例えば、ベクトル  $v_2$  の出力期間はベクトル  $v_1$  を出力してから、ベクトル  $v_2$  を出力し終わるまでであるので、ベクトル  $v_1$  の出力期間  $\pi D_1/3$  rad からベクトル  $v_2$  出力後の  $\pi(D_1+D_2)/3$  rad までとなる。

$$a_n = \frac{\pi}{3} \sum_{m=0}^{n-1} D_m \dots (15)$$

$$b_n = \frac{\pi}{3} \sum_{m=1}^n D_m \dots (16)$$

式(8)(12)(13)(14)(15)(16)と選択されたベクトル  $v_n$ 、各デューティ  $D_n$  より、各入力電流ベクトルの  $\alpha$  成分  $I_{in,\alpha n}$  及び  $\beta$  成分  $I_{in,\beta n}$  を以下の式で求める。選択されたベクトル  $v_n$  の入力電流ベクトルの位相角は  $\theta_{in,vn}$  とし、式中の  $x$  には、ベクトル  $v_n$  が依存する線電流の相  $u, v, w$  のいずれかが代入される。

$$I_{in,\alpha n} = I_{x,ave} \cos(\theta_{in,vn}) \dots (17)$$

$$I_{in,\beta n} = I_{x,ave} \sin(\theta_{in,vn}) \dots (18)$$

式(17)(18)より求められる各入力電流ベクトルの合成より、入力電流位相角が求められる。式(19)で求められる入力電流位相角が入力電圧位相角に最も近いベクトルのパターンを出力し、入力電流を可能な限り正弦波状に制御する。

$$\theta_{in} = \tan^{-1} \left( \frac{\sum_{n=1}^4 I_{in,\beta n}}{\sum_{n=1}^4 I_{in,\alpha n}} \right) \dots (19)$$

#### 5. シミュレーション結果

図5にシミュレーション波形を示す。解析条件は入力電圧200V、入力周波数50Hz、出力周波数512Hz、負荷率0.8、入力フィルタカットオフ周波数1kHz、ダンピング係数0.7、基準半径指令  $\phi=0.785$  (入力電圧で基準化) とした。

(a)より、入力電流はスイッチング回数が少ないため、ひずみが発生しているが、電流跳躍がなく、入力電圧とほぼ同相(基本波力率 1)で制御できていることがわかる。また、出力電流に大きな脈動が現れていないことが見て取れる。(b)より、出力電流波形が正弦波状に制御されていることがわかる。

図 6 に入力電流(フィルタ後)と出力電圧の高調波解析結果を示す。入力電流は入力 50 周期、出力電圧は出力 200 周期を解析範囲とした。(a)は入力電流に含まれる入力周波数より低い非論理高調波と出力周波数の関係、(b)は入力電流に現れる 5, 7, 11, 13 次高調波成分を二乗和の平方根を取った論理高調波と出力周波数の関係、(c)は出力電圧に含まれる低周波成分の大きさと出力周波数の関係である。

(a)より、出力周波数が 100 Hz を下回ってから、入力電流に現れる非論理高調波が急激に増加していることがわかる。(b)より、(a)と同様に、出力周波数が 100 Hz を下回ってから、入力電流の論理高調波が急増していることがわかる。これらは、出力周波数が低下したため、同期しているスイッチング周期が入力周波数に近づいたことが原因だと考えられる。(c)より、出力電圧に含まれる低周波成分は出力周波数が 300 Hz から 400 Hz の間で増加し始め、200 Hz 付近では基本波電圧に対して約 1%含まれる。

なお、図中に表されていないが、出力 1 周期のスイッチング回数は三相全体で平均 66 回である。提案法のスイッチング回数は選択するベクトルのパターンによって決まるため、一意的に求めることはできない。出力周波数 300 Hz 時におけるスイッチング回数はキャリア周波数 10 kHz の仮想 AC/DC/AC 変換方式<sup>(6)</sup>と比べて約 17/100 である。

## 6. 結論

MC の空間ベクトル変調を基本とした電圧時間積ベクトル軌跡を考慮した同期 PWM 制御を提案し、シミュレーションにより有効性を確認した。また、以下の知見を得た。

- (1) 入力電流が基本波力率 1 に制御されており、ほぼ正弦波状に制御されていることを確認
- (2) 電圧時間積ベクトル軌跡を対称的な軌跡に制御し、低周波成分を全て 1%以下に抑制できることを確認
- (3) 出力周波数 300 Hz 時のスイッチング回数はキャリア周波数 10 kHz の仮想 AC/DC/AC 変換方式と比べ約 17/100 に低減可能

なお、図 3(a)に示す電圧時間積ベクトル軌跡を変更することにより、スイッチング回数の低減や入力電流の改善が可能である。今後は、指令値の明確化やベクトル軌跡の変更による改善や実験による検証を行っていく予定である。

## 文 献

- (1) 玉井, 佐藤, 小高, 美根, 伊東:「マトリックスコンバータの過変調領域における一制御手法」, 電学論 D, Vol.127, No.8 pp.858-865, 2007
- (2) 只野, 漆畑, 野村:「マトリックスコンバータの空間ベクトル変調法におけるスイッチング回数低減の一方策」, 平成 19 年電気学会全国

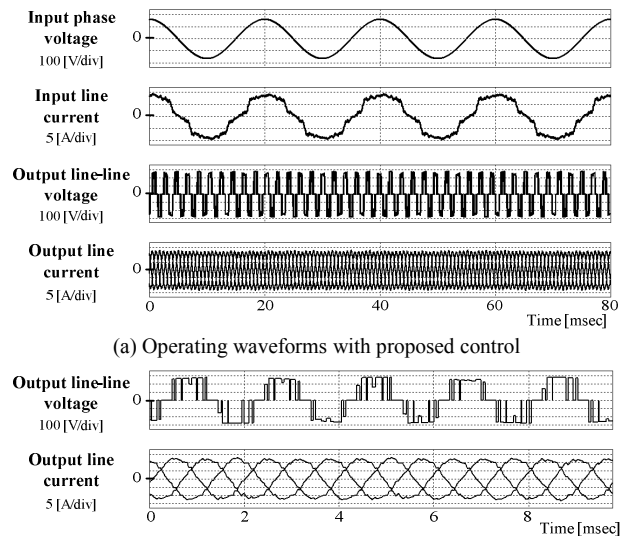


図 5 シミュレーション波形  
Fig. 5. Waveforms in simulation.

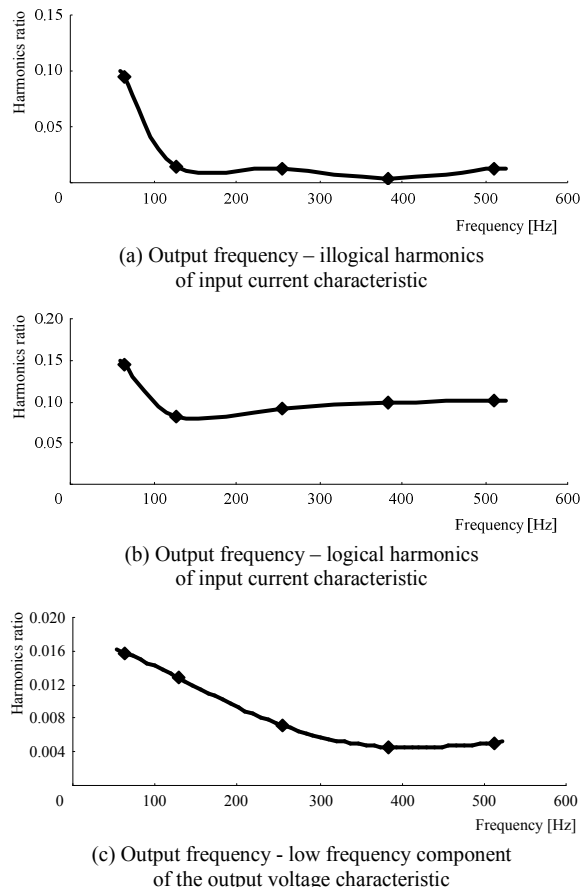


図 6 高調波解析結果  
Fig. 6. Harmonic analyses.

- 大会, 4-099, pp.155-156
- (3) 小山, 夏, 樋口, 黒木, 山田, 古賀:「PWM サイクロコンバータのVVVF オンライン制御」, 平成 8 年度電気学会論文誌 D, No.6 pp.644-651
  - (4) 真木, 伊東:「マトリックスコンバータの同期 PWM 制御」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会, 1-35, 1 pp.209-212
  - (5) 真木, 伊東:「マトリックスコンバータの同期 PWM 制御の基礎検証」, 平成 20 年半導体電力変換研究会, SPC-08-163
  - (6) 伊東, 小太刀, 小高, 佐藤, 大口, 海田:「パルスパターンに着目した仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの高性能化」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, 1-46, 1 pp.303-308