

## マトリックスコンバータの同期 PWM 制御

学生員 真木 康次 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

### A Synchronous PWM Control Strategy for a Matrix Converter

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

This paper proposes synchronous PWM control to output frequency for a matrix converter. The problem of the high frequency output is a beat component in the output current. The problem is fixed by beatless control with direct compensation to PWM pulse which is adjusted as the same area between the positive and negative. At last, validity of the proposed synchronism PWM control is confirmed by simulation results.

キーワード : マトリックスコンバータ, 同期 PWM 制御, 3 レベルインバータ, ビートレス制御

**Keywords** : Matrix converter, Synchronous PWM control, 3-level inverter, beatless control

#### 1. はじめに

近年, 大形のエネルギーバッファを必要とせず, 交流電源から任意の電圧及び周波数の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。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。

一方, インバータなどに代表される従来の電力変換器は, 非同期 PWM 制御が主流であり, 高周波用途などの一部の用途にのみ同期 PWM 制御が用いられている。非同期 PWM 制御による高周波出力は, 波形の非対称性が原因の偶数倍高調波が問題となる<sup>(1)</sup>。一方, 同期 PWM 制御では 1 周期中のパルス数が一定で, 波形の対称性が保たれるため, 偶数倍高調波が発生しない。また, 同期 PWM 制御はスイッチング回数が少なく, 非同期 PWM 制御に比べて低損失である。しかし, MC の同期 PWM 制御については, 筆者らの知る限りあまり議論されていない<sup>(2)(3)</sup>。

本論文では, MC の高周波用途への応用に先駆け, MC における同期 PWM 制御方式を提案する。提案制御によって, MC のスイッチング回数を減少し, MC の高効率化が期待できる。MC の場合, PWM を入力周波数と出力周波数のいずれかに同期させることになるが, ここでは, 出力周波数に同期する。したがって, 入力位相の変化によって, PWM パルス幅が変化する特徴を有している。また, インバータの 1 パルス動作同様, 変調率が非同期 PWM 制御時よりも大きくできる特徴も有している。一方, 高周波出力において, 出力電流の低周波脈動が問題となるが, ビートレス制御によって低周波脈動を抑制する<sup>(4)</sup>。ここでは, 提案する出力同期 PWM 制御の妥当性をシミュレーションにより確認したの

で, 詳細を報告する。

#### 2. 出力電流脈動

本論文では, 3 相交流を最大相電圧  $V_{max}$ , 中間相電圧  $V_{mid}$ , 最小相電圧  $V_{min}$  と分類し, MC を 3 レベルインバータとして扱い, 出力同期 PWM 制御を検討する。しかし, MC を 3 レベルインバータの同期 PWM パルスで動作させた場合, 入力電圧の変動によって出力電流が脈動し, 問題となる。この電流脈動は, 出力電圧波形の出力 1 周期中の電圧時間積がゼロとならないことに起因する。以下に詳細を述べる。

##### 〈2・1〉 電圧時間積と電流の関係

MC は出力から見ると電圧形変換器であるから, 負荷は誘導性負荷が接続される。従って, 出力電圧の変動による電流の影響を考えるには電圧時間積について検討すればよい。このとき, 負荷の時定数がスイッチング周波数に対し十分長ければ, 電流と電圧時間積の関係は線形となる。

##### 〈2・2〉 電流脈動の原因

図 1 に, 純誘導負荷における電圧波形と電流の関係を示す。(a)は 1 周期内における正負の電圧時間積の大きさが等しい場合の波形で, (b)は等しくない場合の波形である。図 1(a)に示す電圧波形の場合, 1 周期中の電圧時間積がゼロとなり, 1 周期後の電流は初期値と等しくなる。しかし, 図 1(b)に示す電圧波形では, 1 周期中の電圧時間積がゼロにならず, 1 周期後の電流は初期値に対して  $\Delta i$  だけずれる。

この初期電流誤差  $\Delta i$  が周期的に変化した場合, 電流波形は出力電圧の周波数成分で振動しながら, 周期的に脈動し, いわゆるビートが発生する。このことから, 電流ビートは 1 周期中の電圧時間積がゼロにならないことが原因である。

3. 出力同期 PWM 制御

(3-1) 1 パルス駆動出力同期 PWM 制御の原理

図 2 に提案する同期 PWM 制御における出力 1 周期分の PWM パルスの 1 相分を示す。PWM パルスは出力相電圧を基準としている。PWM パルスにおける 1 はオン、0 はオフを表している。他の相は図中の PWM パルスを  $2\pi/3$  位相をずらすことで得られる。図中の  $S_{max}$ ,  $S_{mid}$ ,  $S_{min}$  はそれぞれ  $V_{max}$ ,  $V_{mid}$ ,  $V_{min}$  に対応したスイッチに出力する PWM パルスである。また、図中の  $\alpha$  は 3 レベルインバータの 1 パルス動作におけるゼロ電圧出力期間を示している。

前節でも述べたように、3 レベルインバータの同期 PWM パルスで MC を動作させた場合、 $V_{mid}$  の電位が電源位相に応じて変動するので出力電流脈動が問題となる。その電流脈動の原因である電圧時間積を補償し、打ち消すために図中の電圧時間積補償  $\beta$  を導入する。 $\beta$  は  $V_{mid} > 0$  の場合、 $S_{max}$  のオン期間を短くし、 $S_{min}$  のオン期間を長くする。逆に、 $V_{mid} < 0$  の場合、 $S_{max}$  のオン期間を長くし、 $S_{min}$  のオン期間を短くする。この  $\beta$  による補償によって電流脈動の原因となる電圧時間積の差  $\Delta A$  を打ち消し、電流脈動を抑制する。つまり、提案制御は  $\beta$  によってビートレス制御を行う。 $\beta$  は  $V_{max}$ ,  $V_{mid}$ ,  $V_{min}$  の関係から求められ、以下にその計算方法を示す。

(3-2) 出力電流のビートレス制御

ここでは、入力電圧の関係から電圧時間積補償  $\beta$  の計算式を導出する。電流脈動が電圧時間積の差  $\Delta A$  によって引き起こされていることから、 $\beta$  によって  $\Delta A$  をゼロに制御し、ビートレス制御を実現する。

図 3 に、図 2 に示す PWM パルスから得られる出力線間電圧を示す。図 3 の出力線間電圧波形及び電圧時間積波形より、ビートレス制御の方法を定性的に説明する。図 3 の出力線間電圧波形は PWM パルスが  $\alpha \leq \pi/6$  の条件を満たす場合を示している。図 3 は出力線間電圧位相を基準としているため、横軸の基準は図 2 の PWM パルスよりも  $\pi/6$  進相にある。また、入力電圧が直流として扱われているため、図 3 における出力 1 周期の  $\Delta A$  はゼロになる。しかし、実際は入力電圧が位相に応じて変化するため、 $\Delta A$  はゼロにならない。なお、3 つの出力線間電圧波形の各条件を以下に示す。

- (a)  $V_{mid} > 0$  の場合において、 $\beta$  による補償がない
- (b)  $V_{mid} > 0$  の場合において、 $\beta$  による補償がある
- (c)  $V_{mid} < 0$  の場合において、 $\beta$  による補償がある

図 3(a) より、出力線間電圧波形は点対称とならない。そこで、出力 1/4 周期中の電圧時間積を考える。入力を直流とみなす場合、図 3(a) の電圧時間積  $A_1$  と  $A_4$  は等しくなり、 $A_2$  と  $A_3$  は等しくなる。以上より、 $A_1$  及び  $A_2$  を等しくすることで、出力 1 周期中の電圧時間積差  $\Delta A$  をゼロにでき、ビートレス制御ができる。

以下に出力電流脈動を抑制する  $\beta$  を定量的に求める。図 3(a) における  $A_1$  及び  $A_2$  は、電圧波形より以下の式で求められる。

$$A_1 = 2\alpha(V_{mid} - V_{min}) + (\pi/3 - \alpha)(V_{max} - V_{min}) \dots\dots\dots (1)$$

$$A_2 = 2\alpha(V_{max} - V_{mid}) + (\pi/3 - \alpha)(V_{max} - V_{min}) \dots\dots\dots (2)$$

(1), (2) 式より、電圧時間積  $A_1$  と  $A_2$  の差  $\Delta A_{1-2}$  は  $\Delta A_{1-2} = A_1 - A_2 = 2\alpha(2V_{mid} - V_{min} - V_{max}) = 6\alpha V_{mid} \dots\dots (3)$

となる。この  $\Delta A_{1-2}$  を  $\beta$  によってゼロにすることで、ビートを抑制できる。

図 3(b) において、例えば  $\beta$  を増加させると  $A_1$  は減少し、 $A_2$  が増加する。すなわち、 $\beta$  によって  $\Delta A_{1-2}$  をゼロにできる。 $\beta$  による  $A_1$  及び  $A_2$  に対する電圧時間積補償量を  $\Delta A_1$  及び  $\Delta A_2$  とし、図 4(b) より求めると

$$\Delta A_1 = -\beta(V_{max} - V_{min}) \dots\dots\dots (4)$$

$$\Delta A_2 = \beta(V_{mid} - V_{min}) - \beta(V_{max} - V_{mid}) = 3\beta V_{mid} \dots\dots\dots (5)$$

と表される。(3), (4), (5) 式より、 $\beta$  は (6) 式で求められる。

$$\therefore \Delta A + (\Delta A_1 - \Delta A_2) = 0$$

$$\beta = 3\alpha \cdot V_{mid} / (V_{mid} - V_{min}) \dots\dots\dots (6)$$

また、 $v_{mid} < 0$  である場合の補償量  $\beta$  は同様に求められ、

$$\beta = 3\alpha \cdot V_{mid} / (V_{max} - V_{mid}) \dots\dots\dots (7)$$

となる。

したがって  $\alpha \leq \pi/6$  である場合の  $\beta$  を (6) または (7) 式で求め、PWM パルスを直接補償することで、1/4 周期の電圧時間積の大きさを等しくし、ビートレス制御を実現する。

(3-3) 入力電流の制御

$\beta$  はビートレス制御だけでなく、入力電流の波形整形にも影響を与える。

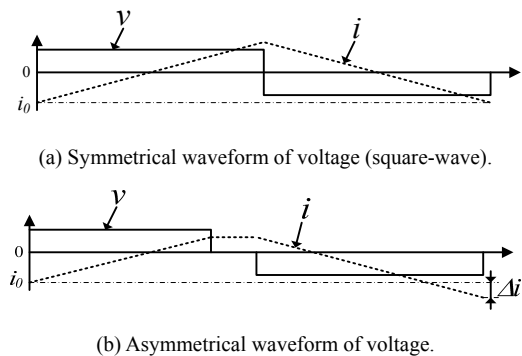


図 1 電圧・電流波形

Fig. 1. Relation between the output voltage and current.

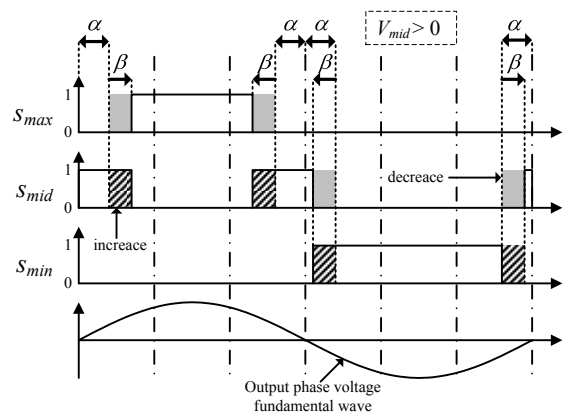


図 2 1 パルス駆動パルスパターン

Fig. 2. Pulse pattern of one pulse switching for three-level inverter.

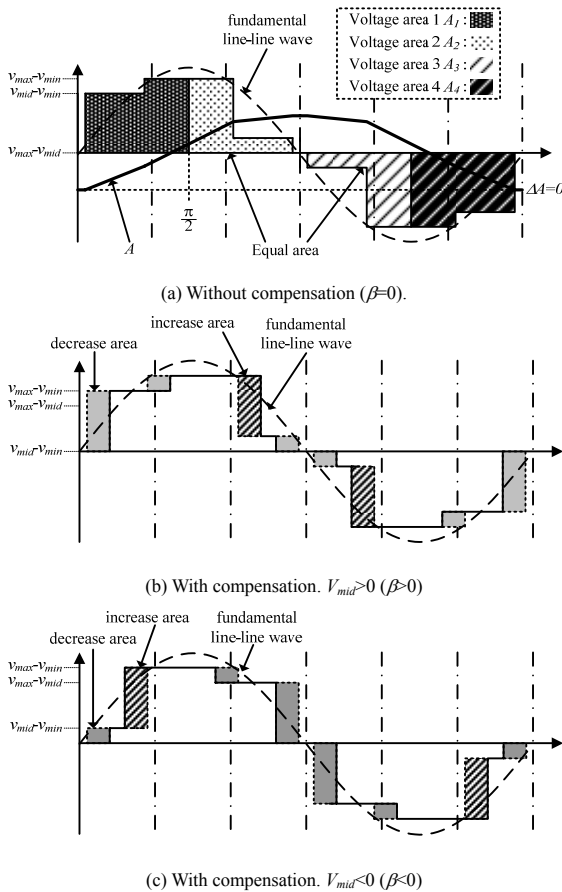


Fig. 3. Waveform of the output line-line voltage in synchronous PWM.

図 4 に PWM パルスと出力電流  $i_{out}$  の関係を示す。図 4 の出力電流は基本波のみで、位相遅れ  $\theta_L$  は負荷力率角である。斜線の領域は出力 1 周期中、中間相に流れる電流量を表している。

図 4 に示す出力電流と PWM パルスの関係より、入力電流を力率 1 に制御する  $\beta$  を導出する。入力電流は出力電流  $i_{out}$  と PWM パルスの関係から求められる。出力電流  $i_{out}$  を各スイッチのオン期間で積分し、出力周期で除算することによって、出力 1 周期中の平均入力電流が得られる。これより、最大相及び最小相に流れる平均電流  $I_{max}$  及び  $I_{min}$  は(8)(9)式となる。

$$I_{max} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha+\beta}^{\pi-\alpha-\beta} i_{out} dt = I/\pi \cdot \cos(\alpha + \beta)\cos(\theta_L) \dots\dots (8)$$

$$I_{min} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\alpha-\beta}^{2\pi-\alpha+\beta} i_{out} dt = -I/\pi \cdot \cos(\alpha - \beta)\cos(\theta_L) \dots\dots (9)$$

入力電流を力率 1 に制御するには、 $I_{max}$  と  $I_{min}$  の比を入力最大相電圧  $V_{max}$  と入力最小相電圧  $V_{min}$  の比と等しく制御すれば良い<sup>(5)</sup>ので、 $I_{max}$  と  $I_{min}$  の関係を

$$V_{max} \cdot I_{min} = V_{min} \cdot I_{max} \dots\dots (10)$$

とすれば良い。したがって、(8), (9), (10)式より、

$$V_{mid}/(V_{max} - V_{min}) = \tan \alpha \cdot \tan \beta \dots\dots (11)$$

となり、入力電流の制御は負荷力率に依存しないことがわ

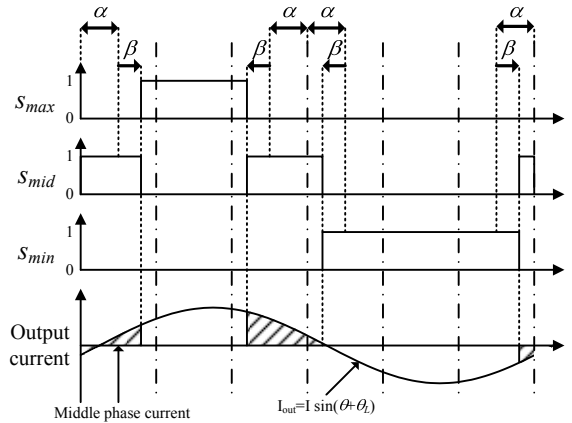


Fig. 4. Waveform of output current and PWM pulse.

かる。したがって、(11)式を満たす  $\beta$  で PWM パルスを直接補償することで、入力電流を入力力率 1 に制御することができる。しかし、 $\beta$  はビートレス制御にも使用されており、入力電流制御と干渉するため、どちらかを優先して制御する必要がある。そこで、 $\beta$  だけでなく、 $\alpha$  と組み合わせることでビートレス制御と入力電流制御の両立を検討する。

まず、 $\alpha$  を求める前に  $\beta$  の範囲について求める。ビートレス制御する場合、 $\beta$  の範囲は(6)(7)式によって与えられる。そして、 $\beta$  が最大となる条件は  $V_{mid} = V_{max}$  であり、最小となる条件は  $V_{mid} = V_{min}$  である。この条件を(6)及び(7)式に代入して得られる  $\beta$  の範囲は(12)式で表される。ビートレスを実現するには常に  $\beta$  はその範囲を満たす必要がある。

$$-\alpha \leq \beta \leq \alpha \dots\dots (12)$$

次に、 $\beta$  が最大のとときに  $\alpha$  と等しくなる条件より、 $\alpha$  を求める。(11)式で求められる  $\beta$  が  $\alpha$  と等しくなるとき、 $V_{mid} = V_{max}$  を満たす必要があることから、 $I_{mid} = I_{max}$  を満たす  $\alpha$  は(13)式で表される。

$$\therefore \cos(\alpha - \beta) = 2 \cos(\alpha + \beta)$$

$$\alpha = \cos^{-1}(1/2) = \pi/6 \dots\dots (13)$$

つまり、 $\alpha = \pi/6$  とし、(11)式を満足する  $\beta$  で補償することで入力電流を力率 1 の正弦波に制御し、なおかつビートレス制御ができる。

#### 4. 提案制御の変調率

前節ではビートレス制御と入力電流制御について述べたが、ここでは提案制御における出力電圧の基本波と入力電圧の比、つまり変調率について説明する。

提案制御では、ビートレス制御を行っているため、変調率が出力電圧 1 周期内で周期的に変化する。ここでは、提案制御における変調率を入力周波数 << 出力周波数 と仮定し、入力電圧 1 周期内の平均変調率として定義し、以下にその計算方法及び計算結果を示す。

変調率は、出力線間電圧の基本波を入力電圧で除算する

ことで求める。出力線間電圧の基本波は図 4(b)と(c)から求められ、以下の式で表される。

$$E_{uvf} = \left(2\sqrt{3}/\pi\right) \left\{ (v_{max} - v_{mid}) \cos(\alpha + \beta) + (v_{mid} - v_{min}) \cos(\alpha - \beta) \right\} \dots\dots\dots (15)$$

次に(15)式に、入力電圧の条件を与える。入力電圧  $v_{max}$ ,  $v_{mid}$ ,  $v_{min}$  は入力位相  $\theta_{in}$  が  $0 \leq \theta_{in} \leq \pi/3$  の範囲である場合以下の式で表される。

$$v_{max} = V_{in} \cos(\theta_{in}) \dots\dots\dots (16)$$

$$v_{mid} = V_{in} \{ \cos(\theta_{in} - \pi/3) - \cos(\theta_{in}) \} \dots\dots\dots (17)$$

$$v_{min} = -V_{in} \cos(\theta_{in} - \pi/3) \dots\dots\dots (18)$$

$V_{in}$  は入力相電圧の最大値を表している。(13)(16)(17)(18)式を(15)式に代入し、入力線間電圧の最大値で除算することで、変調率  $h$  が求められ、(19)式で表される。

$$h = \left( \sqrt{3}/\pi \right) \left\{ (\cos(\theta_{in}) + \cos(\theta_{in} - \pi/3)) \cos(\beta) + \sqrt{3} (\cos(\theta_{in} - \pi/3) - \cos(\theta_{in})) \sin(\beta) \right\} \dots\dots\dots (19)$$

また、 $\beta$ は(16)(17)(18)式を(11)式に代入して求められ、(20)式で表される。

$$\beta = \tan^{-1} \left\{ \sqrt{3} \cdot \frac{\cos(\theta_{in} - \pi/3) - \cos(\theta_{in})}{\cos(\theta_{in} - \pi/3) + \cos(\theta_{in})} \right\} \dots\dots\dots (20)$$

したがって、(19)(20)式より求められる変調率  $h$  を入力位相  $0 \leq \theta_{in} \leq \pi/3$  の範囲で平均することにより、提案制御における変調率を求めることができる。(19)(20)式より、数値解析で求めた結果、提案制御の変調率は 0.954 となる。

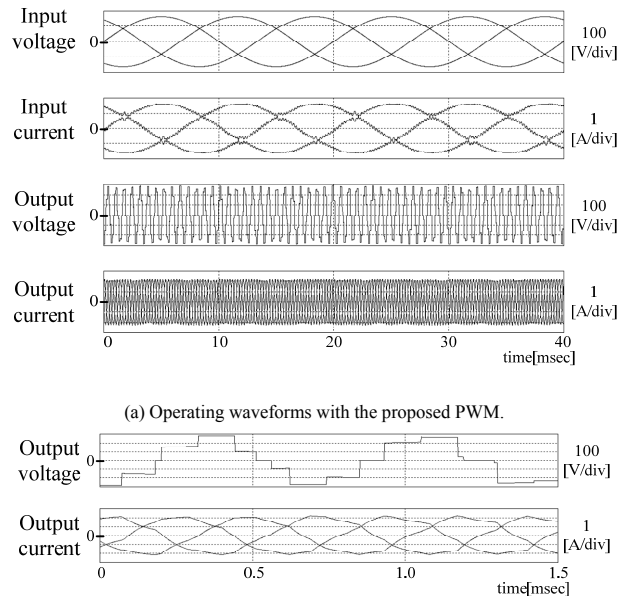
### 5. シミュレーション結果

図 5 にシミュレーション波形を示す。シミュレーション条件は入力電圧 200[V]、入力周波数 50[Hz]、出力周波数 1432[Hz]、負荷を抵抗 60[W]と誘導負荷 5[mH]、入力フィルタカットオフ周波数 1[kHz]、ダンピング係数 0.7 である。(a)は時間幅が入力 2 周期の波形で、(b)は(a)の出力波形の拡大図である。図 5(a)より、入力電流は入力力率 1 の正弦波に制御されていることが確認できる。この入力電流波形の 40 次までのひずみ率は 1.84[%]である。また、出力電流には大きな脈動は見られない。図 5(b)より、出力電流は正弦波状であるため、良好な波形が得られていることが確認できる。

図 6 に出力電圧の高調波解析結果を示す。出力電圧に含まれる入力周波数の成分、出力周波数よりも低い周波数成分は基本波に対して 1[%]以下となることが確認できる。以上の結果により、提案する同期 PWM 制御の動作を確認した。

### 6. 結論

本論文では、マトリックスコンバータにおける出力同期 PWM 制御を提案し、その妥当性をシミュレーションにより確認した。以下にその結論を示す。



(a) Operating waveforms with the proposed PWM.  
(b) Expanded waveforms of the output voltage and current of (a).  
図 5 シミュレーション波形

Fig. 5. Waveforms in simulation.

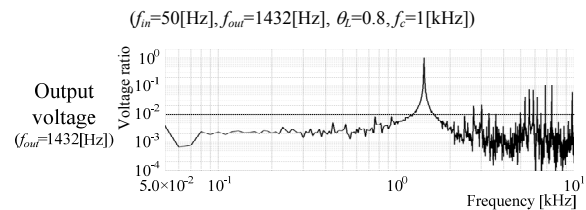


図 6 出力電圧高調波解析

Fig. 6. Harmonics analysis of the output voltage.

- (1) 3 レベルインバータの同期 PWM 制御パルスを使用し、MC を出力同期 PWM 制御する方法を提案。
- (2) パルスを直接補償するビートレス制御により、出力電圧に含まれる入力周波数成分を 1[%]以下に抑制。
- (3) MC の同期 PWM 制御で、入力電流を入力力率 1、ひずみ率 1.84[%]の正弦波に制御。

今後、実機によって提案制御の検証を行う予定である。なお、本研究は平成 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。

### 文 献

- (1) 真木・伊東：「マトリックスコンバータの高周波出力における入出力ひずみに関する一考察」, A-81 (2007)
- (2) V. Oleschuk and F. Blaabjerg: "ALGEBRAIC AND TRIGONOMETRIC ALGORITHMS OF SYNCHRONIZED PWM FOR VARIABLE SPEED DRIVES," IEE, PEMD, 16-18 April 2002
- (3) V. Oleschuk and F. Blaabjerg: "Synchronized Scheme of Continuous Space-Vector PWM with the Real-Time Control Algorithms," IEEE, PESC, pp1207-1213, 2004
- (4) 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
- (5) 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