

# 太陽光発電用ソフトスイッチングコンバータの 新しい空間ベクトル変調制御方式

大 葉 育\*<sup>1</sup> 北 野 達 也\*<sup>2</sup> 松 井 幹 彦\*<sup>3</sup>

## New Space Vector Modulation Scheme for PV System with HF Link Soft Switching Converter

Susumu OHBA, Tatsuya KITANO, Mikihiro MATSUI

This paper proposes a suitable switching pulse pattern generating algorithm for a high-frequency link soft-switching converter which has been previously proposed by the authors. The target converter is characterized by its totally soft-switched operation, isolated output stage and bidirectional power flow. Therefore it is suited for interfacing a new energy system such as a PV system having a battery with ac system line. In applying the instantaneous space vector modulation scheme to generate the switching patterns for its three-phase output stage, the transition between output voltage vectors is restricted in order to realize soft switching operation. This paper firstly discusses on the restriction, and then, proposes a suitable switching pattern which satisfies the soft switching operations. To confirm the validity, a simplified simulation study has been carried out by using general purpose circuit simulator PSIM.

### 1. はじめに

将来のエネルギー事情や地球環境問題への解決策の一つとして、分散型の新エネルギーシステムの普及が期待されている。特に太陽光発電システムは、自然エネルギーの有効活用という点だけではなく、昼夜の電力消費量の平準化、地震などの災害時の非常用電源という観点でも注目されている。太陽光発電システムの一層の普及を図る上で、系統連系用コンバータの更なる小形化、高効率化に加え、最近では電磁波障害を抑える低 EMI 化が強く求められている。筆者らは、先に全てのスイッチング動作をソフトスイッチング化した高周

波リンク方式の回路方式を提案している<sup>(1)(2)</sup>。また、同方式の三相商用系統への連系を目的として、このときのスイッチング制御パターンを空間ベクトルに基づいて合理的に決定する方法を提案した<sup>(3)(4)</sup>。

本稿では、初めに提案する制御方式を回路動作と共に説明し、次に汎用回路シミュレータ PSIM を用いてその有効性を示す。

### 2. 回路構成及びその特徴

図 1 にサイクロコンバータ方式高周波リンクコンバータの回路構成を示す。この方式では、トランスにより入力側と出力側の絶縁を取れること、出力段がサイクロコンバータの回路構成であるため双方向のパワーフローが可能となることにより、バッテリーを用いた UPS や太陽光発電システムの系統連系用コンバータとしての利用に適している。

\*1 東京工芸大学大学院工学研究科電子工学専攻

\*2 東京工芸大学大学院工学研究科電子工学専攻

\*3 東京工芸大学工学部電子情報工学科助教授

2000 年 9 月 14 日 受理

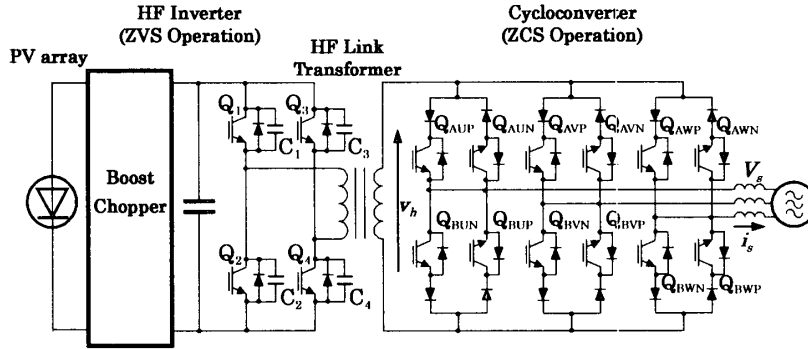


図1 主回路構成

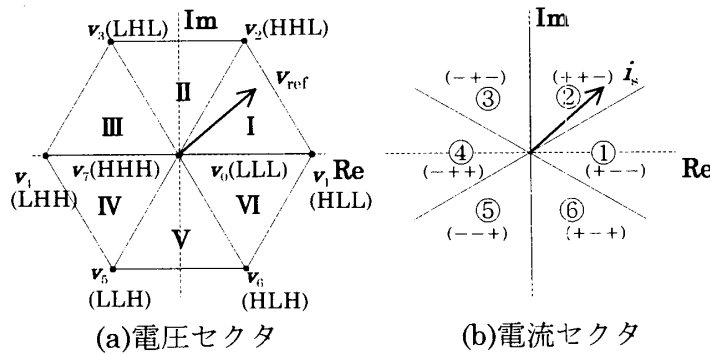


図2 空間ベクトルとその存在区域

太陽光発電パネルの出力は、昇圧チョッパにより一定電圧に昇圧される。高周波インバータ部ではこれを 20 [kHz] 程度の矩形波電圧に変換し、絶縁トランスを介した後にサイクロコンバータ部で商用周波数に変換する。ここで、出力段であるサイクロコンバータ部に PWM を用いる代わりに、他励サイリスタ整流器と同様に位相制御を適用すると、スイッチング動作は零電流スイッチング (ZCS) となり、トランスの漏れインダクタンスに起因する転流サージの問題も解消できる。また、電力フローの方向に関わらず入力段のインバータ部に対してサイクロコンバータ部が常に遅れ力率負荷になることから、インバータの各アームに無損失キャパシタスナバを付加することでインバータの零電圧スイッチング (ZVS) 動作が可能となる。また、無負荷状態を含む軽負荷領域での ZVS 動作が必要な場合には、インバータに適当なダンパーリアクトルを付加するか、またはトランスの励磁電流を利用するよう予め設計することにより容易に対処できる<sup>(2)</sup>。

### 3. 制御方式

#### 3-1 出力端子電圧における動作上の拘束

図 2(a) は、商用系統側における出力電圧指令ベクトル  $V_{ref}$  の、複素平面での存在区域を表わしている (以後ここでは電圧セクタと呼ぶ)。本回路構成は、入出力間に絶縁トランスを介しており各相のスイッチ数も多いが、出力可能な電圧ベクトルは、通常の 2 レベルインバータと同様  $V_0 \sim V_7$  の 8 通りしかない。また、以後の議論では出力電流ベクトル  $i_s$  の存在区域を各相電流の極性に従って図 2(b) に示すように定義し、電流セクタと呼ぶ。ここで、出力電圧制御を行う場合、空間ベクトル間の遷移にいかなる制約があるのかを検討する<sup>(3)</sup>。

サイクロコンバータ部での ZCS による転流の制約を出力側の一相について考えてみる。図 3 は、U 相分を表わしており、高周波電圧を  $v_h$ 、出力端子電位を  $v_{su}$ 、出力端子電流を  $i_{su}$  としている。 $i_{su}$  は出力方向を正、 $v_h$  は図の上向きを正とし  $v_h > 0$ 、 $i_{su} > 0$  の状態を考える。

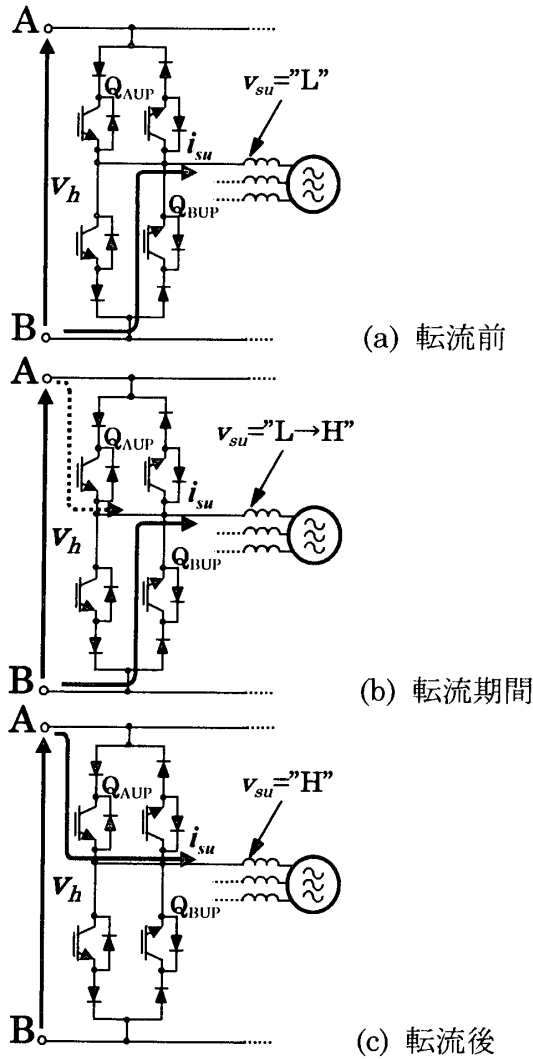


図3  $v_h > 0, i_{su} > 0$  の場合の U 相での他励転流

初めに  $Q_{BUP}$  がオン状態にあり、次に  $Q_{AUP}$  をオンすることにより両方のデバイスが共にオンとなるゲート信号の重なり期間  $\tau_0$  を設ける。この期間を設けることで、 $Q_{BUP}$  の電流は転流重なりを伴って  $Q_{AUP}$  に転流する。転流期間が終わると、電流の流れなくなった  $Q_{BUP}$  のゲートをオフすることで転流動作は完了する。このときの出力端子電位  $v_{su}$  の変化は、まず  $Q_{BUP}$  がオンした状態で低い電位 (Low) が現れ、次に  $i_{su}$  の転流動作が完了すると高い電位 (High) が現れる。同様に、 $v_h > 0, i_{su} < 0$  の場合には、 $Q_{AUN}$  から  $Q_{BUN}$  への他励転流により、出力端子電位  $v_{su}$  は High から Low 状態に変化する。すなわち、 $i_{su} > 0$  の場合は転流によってより高い電位が、また  $i_{su} < 0$  の場合には転流によってより低い電位が出力端子に現れると言える。

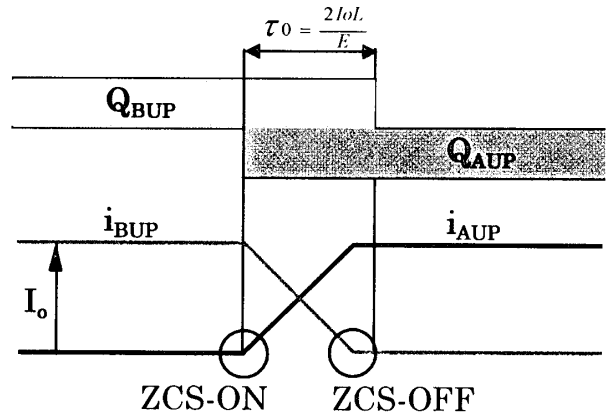


図4 サイクロコンバータの ZCS 転流動作とゲート信号の関係

以上述べたように、サイクロコンバータ部の出力電位の状態変化の方向は、他励転流動作により拘束を受ける。図4は  $Q_{BUP}$  から  $Q_{AUP}$  への他励転流によりスイッチングが ZCS 動作を実現している様子を示している。

次にインバータのスイッチング状態について説明する。図1において、まず  $Q_2, Q_3$  がオンしていたとする。このとき  $Q_1, Q_4$  に並列に接続されているスナバコンデンサ  $C_1, C_4$  は直流電圧  $E$  で上向きに充電されている。次に全てのスイッチをオフにしてからデッドタイム期間  $\tau_d$  を設ける。このとき、スナバコンデンサ  $C_1, C_4$  は放電、 $C_2, C_3$  は充電される。充放電が完了した後に  $Q_1, Q_4$  をオンにすることにより、インバータのスイッチングが ZVS 動作となる。図5はインバータ部によって ZVS スwitchingが行われる様子を示したものである。

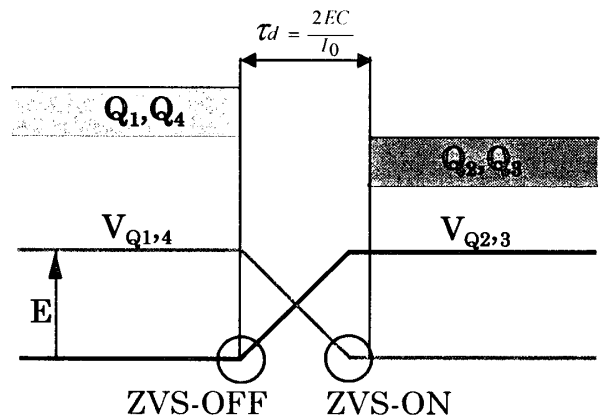


図5 インバータの ZVS スwitching状態

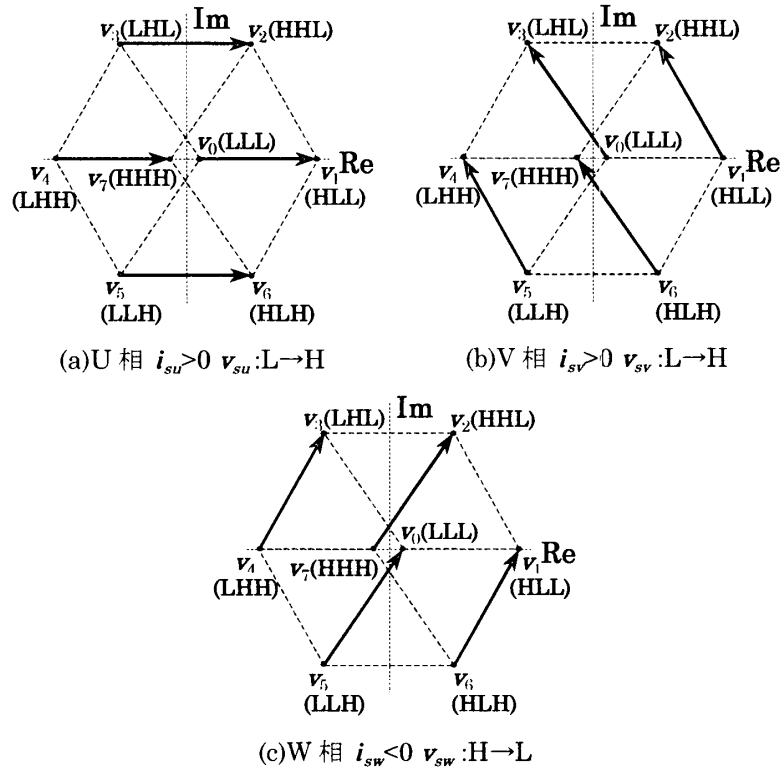


図6 各相でのZCS転流により遷移可能な経路 (ただし、 $i_s \in \textcircled{2}$ の場合)

### 3-2 出力電圧の拘束条件の空間ベクトル表現

上記の条件に従い、サイクロコンバータ部でのZCS転流によって遷移可能な出力電圧ベクトルの経路を矢印で表わすと、例えば  $i_s \in \textcircled{2}$  の場合には、図6のように各相ごとに一方向に揃った矢印群で表現することができる。

一方、インバータ部でのZVS転流による出力電圧ベクトルの遷移は、 $v_h$ の極性反転に伴い、その時点におけるサイクロコンバータでの通流状態がどのようなであろうとも、出力の電位は三相そろって状態が反転するため、例えば  $V_2(\text{HHL})$ は  $V_5(\text{LLH})$ へと原点に関して対称な位置にあるベクトルに遷移することになる。また、原点に位置する  $V_0(\text{LLL})$ は  $V_7(\text{HHH})$ との間で相互に遷移を行う。

以上で明らかとなった電圧ベクトルの遷移方向の拘束条件をまとめると、図7のようなスイッチング経路の一例を得る。すなわち、サイクロコンバータ部でのZCS転流とインバータ部でのZVS転流とを組み合わせることで、ループ状に閉じたスイッチング経路が可能となり、以下で詳しく述

べるようにこの中で出現する電圧ベクトルの時間的な重み付けを適切に行うことで、出力電圧の制御が可能となる。

図8に図7(b)のように  $V_{ref} \in I$ ,  $i_s \in \textcircled{2}$ である場合の制御信号パターンの一例を示す。

## 4. 汎用回路シミュレータ PSIM による解析

### 4-1 電圧ベクトルの時間配分

出力電圧指令の空間ベクトルは次式で表わされる。

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{uref} + v_{vref} \cdot e^{j\phi} + v_{wref} \cdot e^{-j\phi}) \quad (1)$$

ここで、 $\phi = 2\pi/3$ であり、 $v_{uref}$ ,  $v_{vref}$ ,  $v_{wref}$ は各相の相電圧指令である。空間ベクトル変調率  $M$ と位相角  $\psi$ は(1)式より、

$$M = \frac{\sqrt{(2v_{uref} - v_{vref} - v_{wref})^2 + 3(v_{vref} - v_{wref})^2}}{3} \quad (2)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{3}(v_{vref} - v_{wref})}{2v_{uref} - v_{vref} - v_{wref}} \right\} \quad (3)$$

で与えられる。

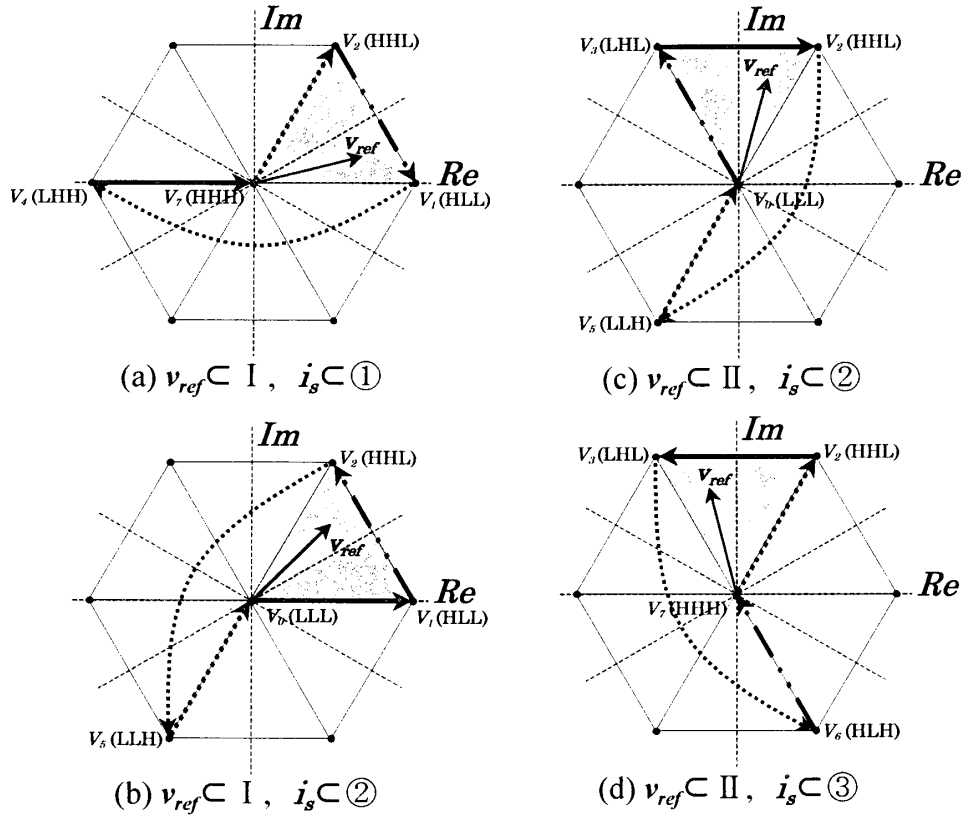


図7 電源側での回生率が1付近での空間ベクトル変調原理

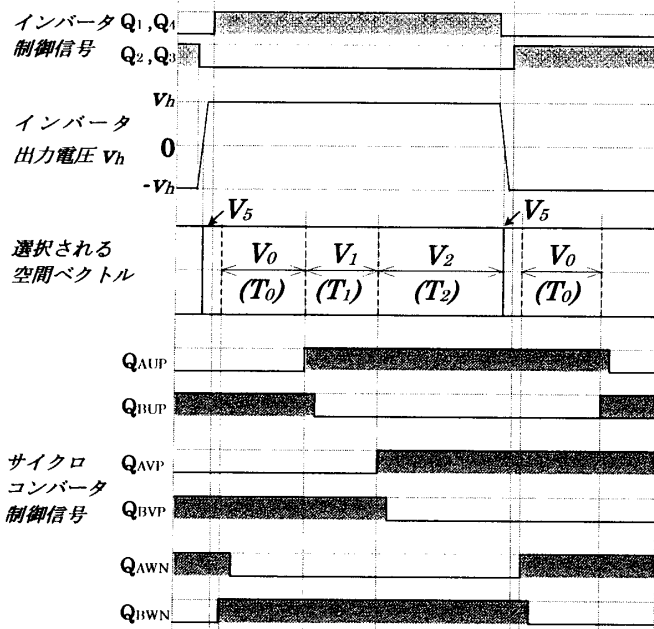


図8  $i_s \in ②$ ,  $V_{ref} \in I$  の場合の制御信号パターン

与えられたベクトル  $V_{ref}$  を、 $V_1$  および  $V_2$  方向の成分に分解する時、各成分の大きさが各々のベクトルを出力する時間に対応する。このとき、 $i$  番

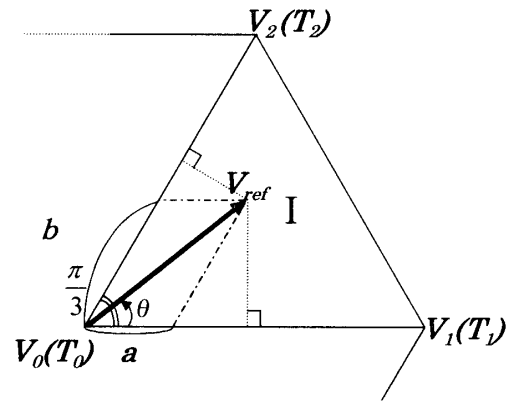


図9 隣接する頂点ベクトルへの  $V_{ref}$  の分解

目 ( $i=I \sim VI$ ) の電圧セクタ内における電圧ベクトル  $V_i$  (図7では  $V_1$  に対応) と  $V_{ref}$  のなす角を  $\theta$  と定義する。位相制御の制御周期はインバータ出力の半周期でありこれを  $T_{cycle}$  とすると、それぞれの時間配分は、

$$a = \frac{T_1}{T_{cycle}} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \sin \theta = M \sin \theta \quad (4)$$

$$b = \frac{T_2}{T_{cycle}} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (5)$$

$$T_0 = T_{cycle} - T_1 - T_2$$

となる。ただし、 $r$  は指令電圧ベクトルの円軌跡の半径を表わす。ここで零ベクトルは  $V_0$  または  $V_7$  のいずれかが選ばれるが、その選択は図7に示したように、 $V_{ref}$  と  $i_s$  の存在する電圧および電流セクタに依存して一意に定まる。

#### 4-2 電圧ベクトルの出現順序

インバータにおける一般的な空間ベクトル変調では、各電圧セクタに存在する  $V_{ref}$  を実現する最適な出力電圧パターンを得るために、それに隣接する3つの電圧ベクトルが用いられ、かつその出現順序(あるいは配列)は、スイッチング周波数が低減するように、または磁束ベクトルが等速円運動に近づくように決定される<sup>(4)</sup>。これに対し本方式では、3-2で述べたように電圧ベクトルの遷移方向が拘束を受けるので、これを考慮して出力パターンを決める必要がある。一例として、図7(b)に示すように電圧セクタ、電流セクタ②である場合には、 $V_{ref}$  に対応する合成電圧パターンは、

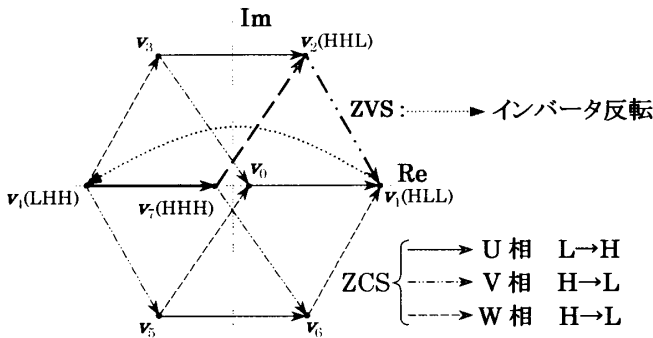
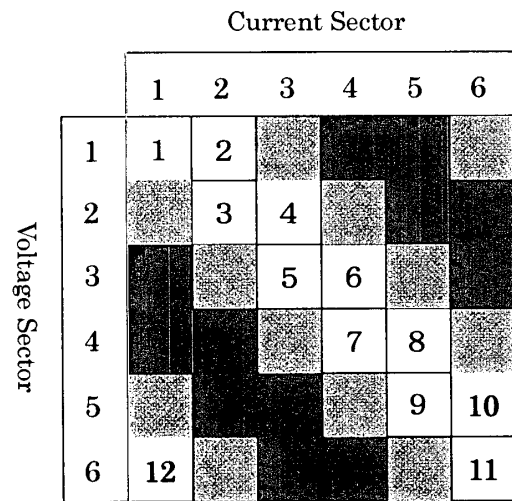


図10  $i_s \subset \text{①}$ ,  $V_{ref} \subset \text{I}$  の場合の遷移可能な経路

$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 (\rightarrow V_5) \rightarrow V_0$  : ( $V_0 \rightarrow V_i \rightarrow V_{i+1}$  の反時計周り)の順をとるべきであるのに対し、電圧セクタ I, 電流セクタ①である場合、同図(a)より、 $V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 (\rightarrow V_4) \rightarrow V_7$  : ( $V_0 \rightarrow V_{i+1} \rightarrow V_i$  の時計周り)の順で構成されなければならない。

上に述べた電圧出現順序の反時計周り・時計周

りをシミュレーション上で判別する手段として、図2の電圧区分、電流区分の組み合わせにより合計36通りのベクトルの組み合わせが存在するが、シミュレーションでは力率角が $\pm 30^\circ$ に含まれる範囲で考慮し、図11に示すNo.1~12の場合分け(以後ケースと呼ぶ)を導入する。すなわち、先に図2で定義した電圧セクタ(Voltage\_Sector)と電流セクタ(Current\_Sector)の組み合わせにより、12のケースを対応させる。例えば、No.1は電圧セクタがI,電流セクタが①である場合に対応している。



Number: 力率 1 付近

■: 力率 -1 付近

▨: 力率角が $\pm 30^\circ$ を越える範囲

図11 シミュレーションの対象とする1~12の「ケース」

表1は出力電圧ベクトルが図10の経路をたどる場合について、各相のスイッチング指令を1(オン)/0(オフ)で示したものである。ただし、表の内容は  $v_h > 0$  を仮定した時に各相での転流動作完了後にあるべきスイッチング状態を表わしている。すなわち、U相の場合にはコンバータのデバイス  $Q_{PAU}$  に与えるべきスイッチング指令をテーブルに納めてある。U相の  $Q_{PAU}$  以外のデバイスへのスイッチング指令は、この信号に加えて  $v_h$  の極性信号  $V_{INV+}$  および出力電流の極性を考慮することにより、適当な論理回路を用いて生成することができる。

表1 図10の場合に対応する各相の  
コンバータのスイッチング指令

		$V_4$	$V_7$	$V_2$	$V_1$
Phase_U	P	0	1	1	1
	N	*	*	*	*
Phase_V	P	*	*	*	*
	N	1	1	1	0
Phase_W	P	*	*	*	*
	N	1	1	0	0

#### 4-3 シミュレーション手順

以上に述べた制御原理に基づいて、瞬時空間ベクトル変調のシミュレーションを行う。シミュレーション手順は以下に述べるように、(a)瞬時空間ベクトル  $V_{ref}$  を決定、(b)瞬時空間ベクトル  $V_{ref}$  がどの位置にあるのかを求める、(c)時間間隔の計算、(d)それぞれの相のスイッチング状態を決定する、という4つの過程から成る。PSIMによるシミュレーションのブロック図を図12に示す。

##### (a) 瞬時空間ベクトル $V_{ref}$ , $i_s$ の決定

(1)式で示すような座標系をPSIMで実現するため、(7)式に書き換える。

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ v_{uref} + v_{vref} \left( \frac{-1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + v_{wref} \left( \frac{-1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right\} \quad (7)$$

この式と(2),(3)式から空間ベクトル変調率Mと位相角 $\psi$ を求めるためのブロック図が得られる。また、電流のベクトル $i_s$ については、出力側に流れる各相の電流 $i_{su}$ ,  $i_{sv}$ ,  $i_{sw}$ を電流センサで検出し、これらの値に対して座標変換を行っている。

##### (b) 瞬時空間ベクトルの存在セクタの決定

位相角 $\psi$  ( $0^\circ \leq \psi \leq 360^\circ$ )を検出してから、その角度がどの電圧セクタ、電流セクタに対応するかを境界値と比較して判断する。すなわち、電圧セクタは出力相電圧指令ベクトルの偏角を $0^\circ$ ,  $60^\circ$ , ...と比較して6つの電圧セクタを判別する。一方、電流セクタを判断するための境界値は $30^\circ$

表2 各ケースで与えられる電圧ベクトル遷移の情報

		Index $i$		
		1( $T_0$ )	$\rightarrow$ 2( $T_i$ )	$\rightarrow$ 3( $T_{i+1}$ )
Index $j$	1	7	2	1
	2	0	1	2
	3	0	3	2
	4	7	2	3
	5	7	4	3
	6	0	3	4
	7	0	5	4
	8	7	4	5
	9	7	6	5
	10	0	5	6
	11	0	1	6
	12	7	6	1

分だけずらす必要がある。

##### (c) 時間配分 $T_0$ , $T_i$ , $T_{i+1}$ の計算

各電圧セクタにおける $V_{ref}$ の位相角 $\theta$ が検出されるので、この $\theta$ の値と式(4)~(6)を用いると $V_{ref}$ に隣接する3つの電圧ベクトルが出力されるべき時間間隔 $T_0$ ,  $T_i$ ,  $T_{i+1}$ を求めるためのブロック図を構成できる。この $T_i$ ,  $T_{i+1}$ に対応した電圧ベクトル $V_i$ ,  $V_{i+1}$ が次の過程で得られることになるが、その出力順序は表2に従う。順序の決定には図12にある各電圧セクタ(Voltage Sector), 電流セクタ(Current Sector)の情報を使い、この2つのセクタの差分信号を検出するテーブル(V-I Signal.tbl)を作る。差分信号から図11で定義したケース(No.1~12)を得るための情報を、次のテーブル(No.1-12.tbl)に記述する。これにより、ケースNo.が偶数のときは $T_0 \rightarrow T_i \rightarrow T_{i+1}$ の反時計周り順序、奇数の場合は $T_0 \rightarrow T_{i+1} \rightarrow T_i$ の時計周り順序になるようにシミュレーションでのブロックを構成している。

##### (d) スwitching状態の選択

過程(c)で得られた時間間隔の出力順序の情報と、表2にあるベクトル出力順序を対応させるテーブル(Vector Time.tbl)から、各相の指令に対して出力すべき電圧ベクトルの極性情報を次の3つ

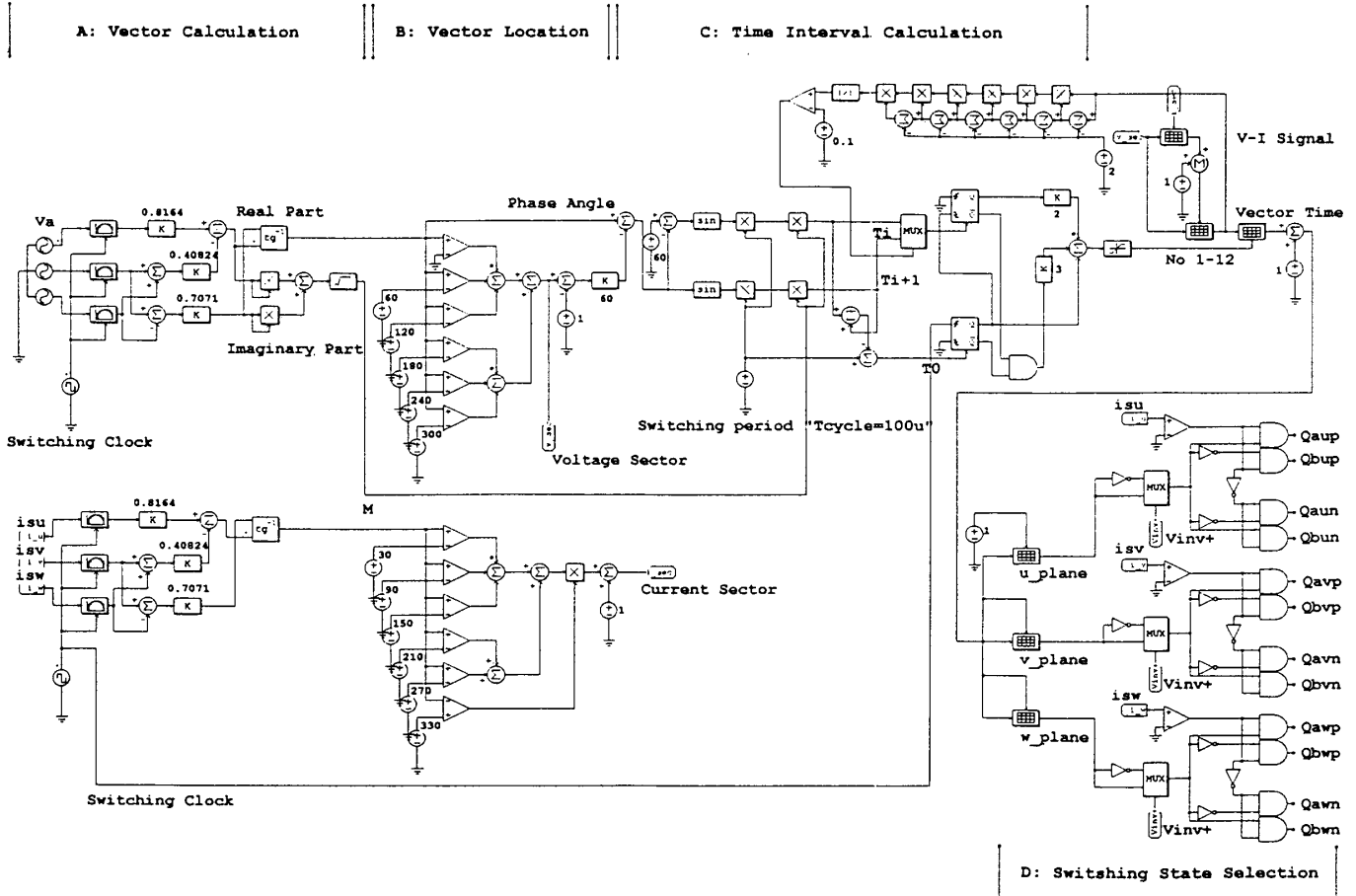


図 12 汎用回路シミュレータ PSIM による空間ベクトル制御額の回路表現

のブロック (u\_plane.tbl, v\_plane.tbl, w\_plane.tbl) に入れている。ただし、表 1 のようにインバータ部での極性変化が L → H となっているとき、1 (オン) となるようにしてある。各相ごとの電流極性を見て、図 12 に示すように P コンバータ (電流極性”1”のとき通流)、N コンバータ (電流極性”0”のとき通流) を選択的に動作させるような論理回路を組んでいる。

### 5. シミュレーション結果

図 12 におけるシミュレーション結果を図 13 に示す。図 13 は、各電圧セクタ内での電圧指令ベクトル  $V_{ref}$  の位相角  $\theta$ 、 $V_{ref}$  の存在する電圧セクタの時間推移 Voltage Sector、出力電流ベクトル  $i_s$  の存在する電流セクタの時間推移 Current Sector、各相の出力電流  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$ ,  $i_{sw}$ ,  $V_{ref}$  を隣接する 3 つのベクトルで合成するときの各々のベクトル出力期間  $T_0$ ,  $T_i$ ,  $T_{i+1}$  の波形を示している。こ

れらの波形から、提案するスイッチングアルゴリズムにより歪みの少ない三相交流出力電流を実現できることが分かる。

次に、インバータ部の極性信号  $v_{inv}$ 、電圧ベクトルの出力順序  $V\_Pattern$ 、各相のデバイスのゲート信号の様子を図 14 に示す。ただし、 $i_s$  ①の場合について示しており、インバータの動作周波数は 5[kHz] としている。また、ここではサイクロコンバータ部での転流重なり期間やインバータ部でのデッドタイムはまだ考慮していない。電圧ベクトルが、 $V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$  の順に切り替わり、これに伴い各相のデバイスのゲート信号が、他励転流の条件を満足するよう ( $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ ) 生成されていることが分かる。

次にソフトスイッチング動作の確認のため転流重なり期間とデッドタイムとを考慮したシミュレーションを行った。図 15 に転流重なり期間を 2.0[μsec]、デッドタイムを 1.0[μsec] 与えたと



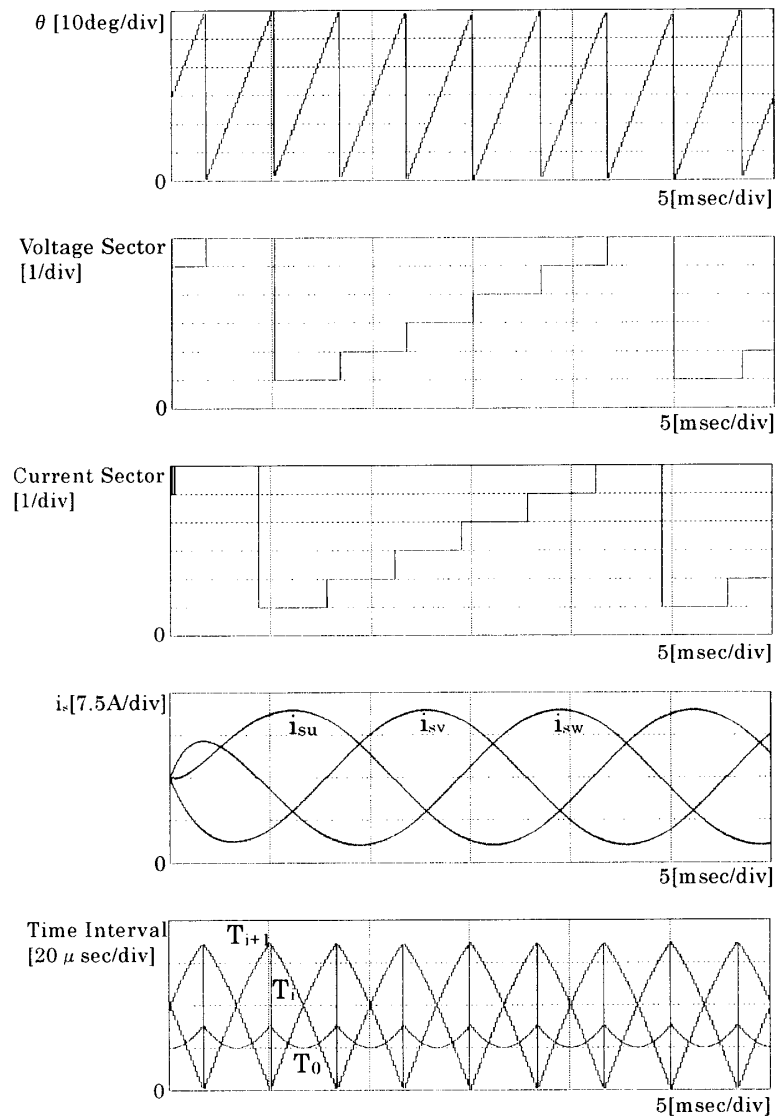


図13 シミュレーションによる各部の波形

きのスイッチング波形を示す。結果より ZCS, ZVS の条件を満たしていることが確認できる。

## 6. おわりに

本稿では、筆者らが先に提案した高周波リンクソフトスイッチング回路方式に対して、その他励転流による制約を考慮の上で電圧指令ベクトル  $V_{ref}$  に隣接する空間ベクトルを利用するスイッチングパターンの発生法を示し、更に制御法の有効性について PSIM を用いたシミュレーションにより示した。また実際のスイッチングをより忠実に模擬できるよう、インバータ部のデッドタイムと、サイクロコンバータ部の転流重なり期間を考慮することにより、ZVS および ZCS 動作も含

めて検証を行った。本研究は平成 11, 12 年度文部省科学研究費補助金基盤研究(C)ならびに東京工芸大学大学院連携最先端技術研究センター(JRCH)プロジェクトの一環として行われたものである。御援助頂いた関係各位に心より謝意を表わす。

## 参考文献

- (1) 松井, 望月他: 電気学会研究会資料 SPC-93-10, (1993)
- (2) M.Matsui and M.Yamagami IEEE-IAS-1998 Annual Meeting Conf.Rec., pp.1332-1340, (1998)
- (3) 大葉, 北野, 松井: 平成 11 年電気学会産業応用部門大会 No.182, pp 25-26, (1999)

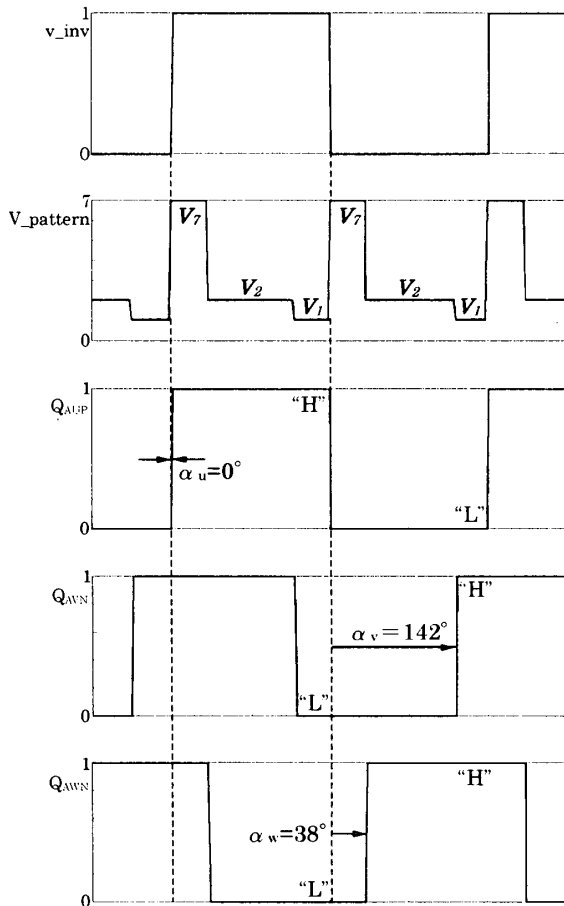
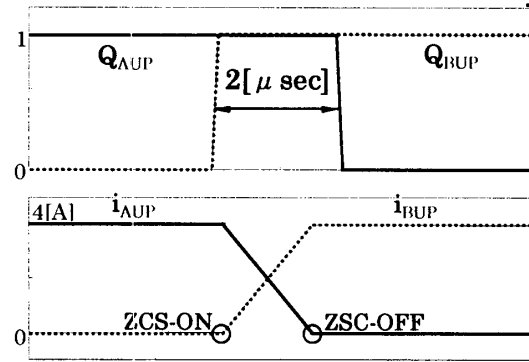
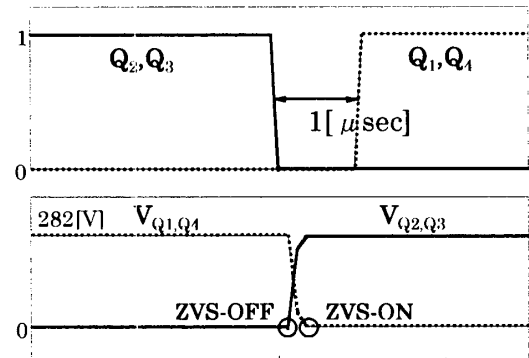


図 14 インバータ出力電圧の極性信号と各相のゲート信号のシミュレーション波形



(a) サイクロコンバータ部での ZCS 動作



(b) インバータ部での ZVS 動作

図 15 自然転流による ZCS 動作と無損失スナバによる ZVS 動作のシミュレーション結果

(4) 大葉, 北野, 松井: 電気学会研究会資料 SPC-00-21, (2000)