

# パワーフローに着目したスイッチング電力変換回路の過渡解析

松 井 幹 彦

## Transient Analysis of Switching Power Converters Based on Power Flow

Mikihiko MATSUI

**Abstract:** Most of the power converters including rectifiers and inverters with semiconductor devices are operated in on/off switching mode in order to reduce the conduction losses of the devices. The digital simulation often plays an important role in analyzing both steady and transient behavior and optimizing the control schemes. Before starting the simulation, the objective system should be carefully modeled to satisfy the final purpose of the analysis itself. In this short paper, a modeling technique of switching power converters based on the power flow is described, where each switching phenomena and resultant harmonics are ignored for simplicity and only the dominant power flow affecting its dynamic behavior is taken into account. First, the definition and the feature of the instantaneous space vector, which is necessary for describing the three-phase ac system, is carefully explained. Secondly, a transient analysis at initial start-up of a high-frequency inverter is shown as a typical example applying the concept of instantaneous space vector and power flow.

### 1. まえがき

半導体スイッチング素子を用いた電力変換装置は、パワーエレクトロニクス機器の中でも最も重要なコンポーネントの一つである。身近なものでは、家電製品の多くに用いられているダイオード整流ブリッジ、近年普及が著しいインバータ駆動のエアコンや蛍光灯等に用いられる PWM（パルス幅変調）制御の電力変換装置など、その応用分野は拡大の一途をたどっている。これらの電力変換装置は、できる限り損失の少ない電気エネルギーの変換を目的としているので、半導体素子をオンまたはオフのスイッチングモードで動作させる点に特徴がある。

このような電力変換装置の定常および過渡状態でのふるまいを解析し、最適な設計を行う上で、シミュレーションが不可欠となる。シミュレーションを行うには、まず対象となる装置のモデル化が必要で、「何を知るためのシミュレーションなのか」という観点から、目的に応じた様々なレベルでのモデル化が考えられる。例えば、半導体素子のスイッチング現象そのものや、それに起因する高調波、回転機のトルク脈動等の解析には、スイッチングを忠実に再現する厳密なシミュレーションが必要であろう。また、スイッチング現象そのものよりも、その結果として生じる電力の流れを知りたい場合には、個々のスイッチング周期の中での電圧、電流の平均値や平均的な電力の流れに着目してモデルを導出することで、系全体のモデル化の見通しを良くし、かつ計算機の負担を

平成 5 年 9 月 4 日受理

\* 電子工学科助教授

軽くする手法がとられよう。

前者の、スイッチングを含めた厳密なシミュレーションについては、従来、回路内の個々のスイッチの開閉状態や動作モードに応じて  $[0, 1, -1]$  等の値をとるスイッチング関数、モード関数などの変数を用いて、各スイッチング状態での微分方程式を記述しておき、これを RKG 法等で解きながらこれらの変数を逐次設定し直していく方法<sup>1)</sup>や、予め明らかになっている動作モードに対して導出された状態方程式の解を接続条件によりつないでいく状態推移法<sup>2)3)</sup>などが知られている。しかし、最近では汎用過渡解析用ソフトウェアの処理能力が飛躍的に向上し、更に演算処理速度に優れているワークステーションの急速な普及もあいまって、いわゆる Spice 系<sup>4)</sup>や EMTP 系<sup>5)</sup>の回路シミュレータの利用により、回路の動作モードの移り変わりが予め不明であっても、厳密な解が容易に得られる段階にきている。

これに対し本稿では、パワーフローに着目した後者のシミュレーション手法について述べる。個々のスイッチングよりも、よりマクロに見たパワーフローに着目する考え方は、スイッチング電源の解析・設計によく適用される状態平均化法<sup>6)</sup>の他、インバータ駆動誘導モータの安定性解析等に見られる連続系への近似により状態を平均化して扱う手法<sup>7)</sup>などに古くから取り入れられている。すなわち、負荷電力や負荷トルクなどの外乱に対して、出力電圧の変動抑制や系の安定化を図るための効果的なフィードバック系を設計する上で、系の動的なふるまいを決定するパワーフローに着目した系のモデル化が必要とされたためである。

筆者は、電気工学科の4年生と大学院生を対象に、それぞれシステム工学、システム工学特論の講義の中で、上述の電力変換装置のシミュレーションについても扱っているが、浅い経験ながら以下の二つの点が学生達の理解を困難にしていると感じている。すなわち、

- 1) 電気エネルギーの直流／交流変換やパワーフローなどが本来電子工学というより電気工学・電力工学になじみ深い概念であること。

- 2) 家庭用以外の一般の電力変換装置では三相交流電源が主に利用されている。三相交流のパワーフローを簡潔に把握するには”瞬間空間ベクトル<sup>8)~10)</sup>”による記述が不可欠となるが、初学者はいわゆる交流理論の”フェーザ”とこれとを混同しがちで、正しい理解の妨げとなること。

しかし、これらの習得のための具体的な例題を含む初歩的な解説書は少ないように思われる。

以上のことを念頭において、本稿では、はじめに2章で瞬時空間ベクトルについて、フェーザ記号法と対比しつつわかり易く解説する。続いて3章ではこれを用いた典型的な例として、直流電源から一定電圧・一定周波数の高周波出力を得るインバータの始動時の過渡現象解析について述べる。

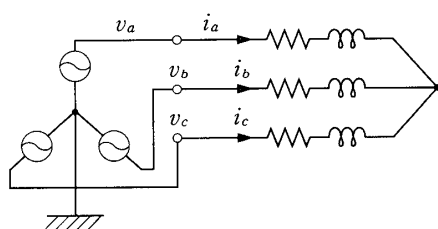
## 2. フェーザと瞬時空間ベクトル

### 2.1 フェーザ

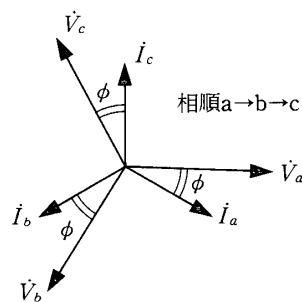
瞬時空間ベクトルの性質をより理解し易くするために、はじめに定常状態で定義されるフェーザについて述べる。いま、図1(a)のように三相对称電源に三相对称のRL負荷が接続されている回路を考える。定常状態で各相の電圧、電源は同図(b)のフェーザ図により表現される。a, b, c各相の相順に従い  $120^\circ$  対称のフェーザとなる。フェーザの振幅と位相はそれぞれ実効値と偏角とを表す。これを実時間波形と対応させるには、同図(c)のようにそれぞれ  $\sqrt{2}$  倍した上で左回りに一定角周波数  $\omega$  で回転させ、共通の投影面に投影した射影を考えれば良い。このことから明らかなように、フェーザ自身には角周波数  $\omega$  の情報は本来含まれておらず、同一周波数成分のフェーザ同志の相対的な位相関係が、複素平面上の静止ベクトルとして与えられていると考えることができる。

### 2.2 瞬時空間ベクトル

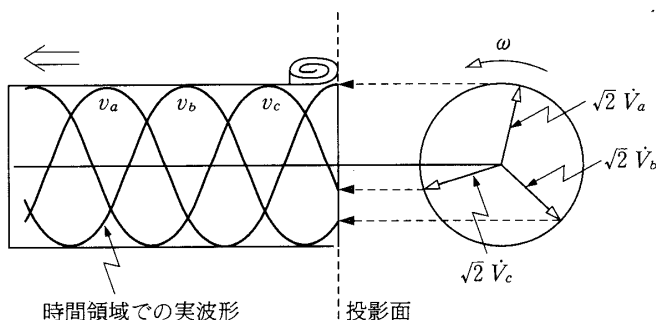
次に、瞬時空間ベクトルについて考える。名称の示す通り、瞬時値に基づいて一意に定義される2次元空間(すなわち複素平面)上のベクトルであり、あらゆる瞬時において、その大きさと向きにより2次元の自由度を表現することができる。



(a) 回路図



(b) フェーザ図



(c) 実波形との対応

図 1 フェーザと瞬時値の関係

一般に用いられるほとんどの三相交流回路の例では、先の図 1(a) に示したように、負荷の中性点が結線され電源の中性点に対しフローティング（非結線）の状態で行われる。この場合、各相の負荷電流の和は零となることから、三相回路と言っても独立変数は 2 となるので 2 次元の複素平面上に 1 対 1 写像を与えることができる。同様に、電圧についても各相の相電圧の和が零となる関係を満たすよう電圧の基準を定めるならば<sup>\*)</sup>、複素平面上の電圧ベクトルを定義できる。

いま、各相の電圧または電流を  $f_a, f_b, f_c$  とする時、複素平面上の瞬時空間ベクトルは次式により定義される。

$$\mathbf{f} \triangleq K(f_a + \alpha f_b + \alpha^2 f_c) \quad (1)$$

ただし、 $K = \sqrt{2/3}$ （または  $2/3$ ）、 $\alpha = e^{j2\pi/3}$

$\mathbf{f} \triangleq f_a + j f_\beta$  と定義する時、(1) 式を以下のように行

注) 瞬時空間ベクトルでは、いわゆる零相成分（電圧の場合  $v_0 \triangleq (v_a + v_b + v_c)/3$ ）を表現できないが、負荷中性点がフローティングの場合は零相電流成分が必ず零となるので、零相電圧は任意の値に選ぶことができる。そこで、解析の便から零相電圧が零となるよう各相の電圧を定義することにより、ベクトルを一意に定義できる。

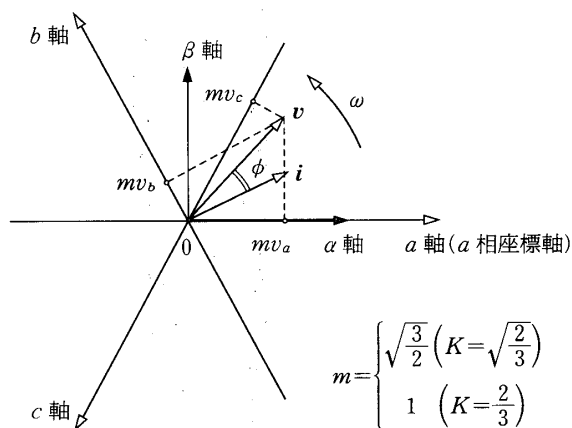


図 2 瞬時空間ベクトルと瞬時値との関係

列により表すこともできる。

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1')$$

(1) 式によって合成される空間ベクトル  $\mathbf{f}$  から、いま図 2 に示すように互いに  $120^\circ$  の空間的隔たりの持つ  $a, b, c$  座標軸に対しそれぞれ垂線をおろすと、その足は各相の瞬時値そのものか、または定数倍したものに对应するという性質がある。

表 1 絶対変換・相対変換の得失

係数 $K$	変換の名称	電力の不変性	瞬時値との対応
$\sqrt{\frac{2}{3}} (=0.816)$	絶対変換	あり ( $p = v \odot i$ )	悪い (図 2 で $m = \sqrt{\frac{3}{2}}$ )
$\frac{2}{3} (=0.667)$	相対変換	なし ( $p = \frac{3}{2} v \odot i$ )	良い (図 2 で $m = 1$ )

表 2 フェーザと瞬時空間ベクトルの比較

比較事項	フェーザ	瞬時空間ベクトル
前提事項は？	<ul style="list-style-type: none"> <li>●ある特定の周波数に着目</li> <li>●波形は正弦波</li> <li>●定常状態</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>●周波数 } 共に任意</li> <li>●波形 }</li> <li>●定常・過渡の区別なく瞬時値に基づいて定義される</li> </ul>
1つのベクトルで表現される量は？	●対応するある相の電圧（電流）の <u>実効値</u> および <u>偏角</u>	●3相各相の電圧（電流）の <u>瞬時値</u>
実波形との対応は？	●各々 $\sqrt{2}$ 倍しつ、角周波数 $\omega$ で左回りに回転させ、 <u>共通の投影面</u> におろした垂線の足が、各相の瞬時値に対応（但し、定常かつ正弦波）	●互いに空間的に $120^\circ$ の隔りを持つ $a, b, c$ 座標軸にそれぞれおろした垂線の足が、各相の瞬時値に対応（非正弦波の定常波形や、過渡時の波形でも対応可）
角周波数 $\omega$ の情報は？	●フェーザ自身には含まれていない $\left( e^{j\omega t} \text{ 部分は省略されているために、} \omega \text{ は別に与えられていることが暗黙の了解となっている} \right)$	●ベクトルそのものは、瞬時値と対応している ので、その動き（移動速度）の中に $\omega$ の情報が含まれていることになる
複素平面上での動きは？	●フェーザ自身は、複素平面上の静止ベクトルとなる	●三相対称正弦波波形の場合、定常時は、左回りに等速円運動する

このことから、任意の非正弦波や不平衡波形、また過渡時の波形においてもこのベクトルを用いた表現が可能であることがわかる。

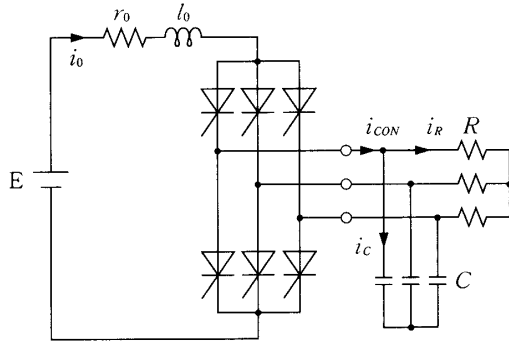
ここで、ベクトルの振幅を決定する(1)式の係数  $K$  には  $\sqrt{2/3}$  と  $2/3$  の2通りが一般に用いられる。表1に示したように、電力の不変性の有無によりそれぞれ絶対変換、相対変換と呼ばれている。通常は前者の絶対変換が好んで用いられるが、ベクトルの各軸への垂線の足がそのまま各相の瞬時値に対応するという図形的対応の良さから、あえて相対変換が利用されることもある。以上に述べた瞬時空間ベクトルの特徴を、フェーザと対比して表2に示す。

### 3. 電力変換装置の過渡解析

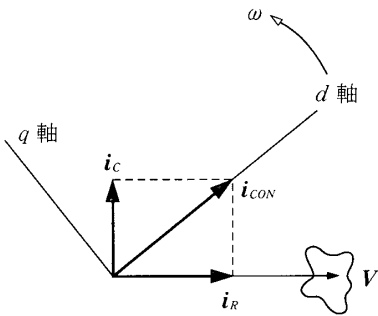
以下では、瞬時空間ベクトルとパワーフローの考えに基づいた典型的な回路解析の例として、負荷転流形の高周波サイリスタインバータの電源投入時の過渡現象について述べる。

#### 3.1 Single-Converter の場合

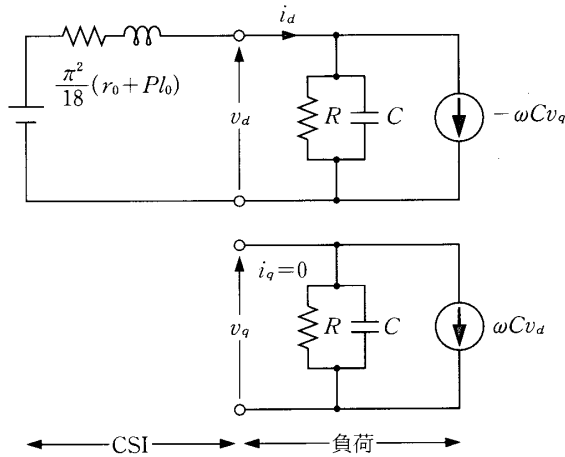
はじめに、図3(a)に示されるように電力変換回路が1台のサイリスタブリッジすなわち Single-Converter だけで構成され、負荷として CR 並列負荷が接続された最も簡単なインバータを考える。いま、直流側電流のリプル成分を無視しその振幅を  $i_0$  とする時、一定の電気角周波数  $\omega$  で  $120^\circ$  通流運転されるインバータの交流側の基本



(a) 回路構成



(b) ベクトル図



(c) d-q 等価回路

図 3 Single-Converter のモデル化

波電流実効値は  $\sqrt{6}i_0/\pi$  となるので、過渡状態では  $i_0$  の変化に伴い時々刻々と変化する。交流側の諸量をその基本波により近似すると、(1)式の瞬時空間ベクトルは図3(b)のように一定角周波数  $\omega$  で回転ベクトルとなる。そこでこれらを、 $\omega$  で回転する  $d$ - $q$  座標系の上に立って見たものを改めて  $\mathbf{f}_{dq} \triangleq \mathbf{f}_d + j\mathbf{f}_q$  と定義し直すと、 $\mathbf{f}_{dq}$  は(1)式の  $\mathbf{f}$ 、および(1')式の  $[f_a, f_\beta]^t$  と次式によって関係付けられる。

$$\mathbf{f}_{dq} \triangleq \mathbf{f} e^{-j\omega t} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2')$$

(1')式を(2')式に代入すると、交流側電流は、

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} i_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし、変換行列  $\mathbf{C}$  は、

$$\mathbf{C} = \sqrt{2/3} * \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{C}$  の係数  $\sqrt{2/3}$  は絶対変換を意味する。また、直流側から交流側へのパワーフローすなわち瞬時電力の平衡条件は次式で与えられる。

$$\{E - (r_0 + p l_0) i_0\} i_0 = \mathbf{v} \odot \mathbf{i}_{con} = v_d i_d \quad (5)$$

ただし、 $\odot$  はベクトルの内積を表す。これより  $v_d$  は、

$$v_d = \pi E / 3\sqrt{2} - (\pi^2/18) \cdot (r_0 + p l_0) i_d \quad (6)$$

一方、CR 負荷の方程式は

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/R + pC & -\omega C \\ \omega C & 1/R + pC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

(6), (7)式より図3(c)に示される  $d$ - $q$  等価回路が得られる。これより、Single-Converter では負荷の  $q$  軸回路は開放状態となり、開放電圧  $v_q$  が負荷により変化するために、出力電圧振幅の変動をまねくことがわかる。

### 3.2 Dual-Converter の場合<sup>11)</sup>

次に、図4(a)の Dual-Converter に同様の CR

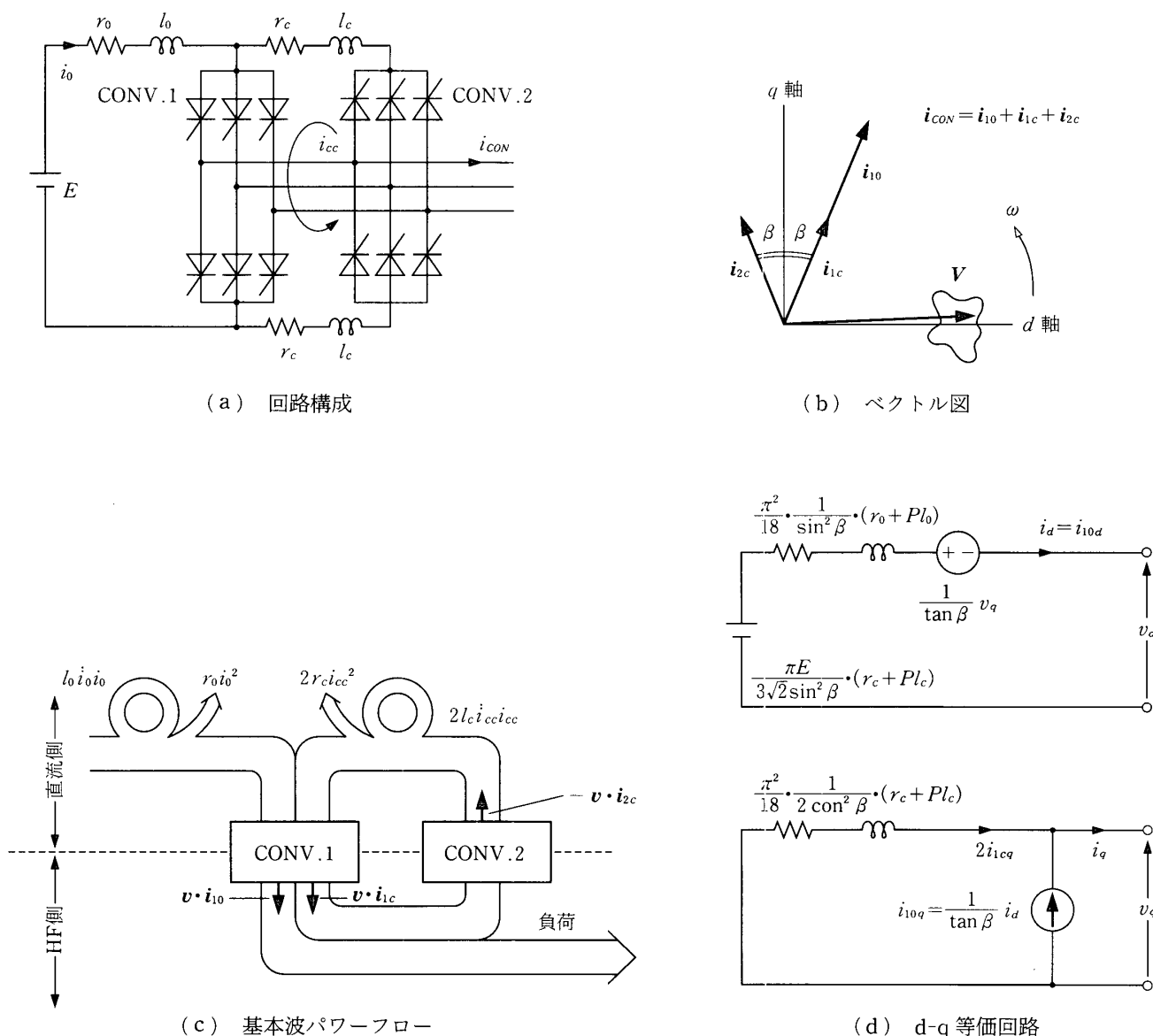


図 4 Dual-Converter のモデル化

並列負荷を接続する場合に付いて考える。この回路は、負荷にパワーを供給するための Conv. 1 に加えて、交流側からパワーの一部を直流電源に戻すことにより出力電圧の安定化を図る Conv. 2 を備えているという特徴がある。同様の原理は誘導加熱用インバータにも適用された例がある<sup>12)13)</sup>。先と同様にして  $d$ - $q$  回転座標上での等価回路を求めることができる。

いま、Conv.2 のゲート信号を Conv.1 に対して

角度  $2\beta$  だけ進めて与え、ベクトル図に示したようにこの角度の 2 等分線の方法に  $q$  軸をとるものとする。Conv. 1 および 2 の交流側電流を  $i_1$ ,  $i_2$  とすると、コンバータ電流はこれらの和で与えられるので

$$\begin{aligned} i_{CON} &= i_1 + i_2 \\ &= i_{10} + i_{1c} + i_{2c} \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、添え字 "0" は電源電流成分を、"c" は循環電流成分を表す。各成分は

$$\begin{aligned}
i_{10} : \begin{bmatrix} i_{10d} \\ i_{10q} \end{bmatrix} &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} i_0 \begin{bmatrix} \sin \beta \\ \cos \beta \end{bmatrix} \\
i_{1c} : \begin{bmatrix} i_{1cd} \\ i_{1cq} \end{bmatrix} &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} i_{cc} \begin{bmatrix} \sin \beta \\ \cos \beta \end{bmatrix} \\
i_{2c} : \begin{bmatrix} i_{2cd} \\ i_{2cq} \end{bmatrix} &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} i_{cc} \begin{bmatrix} -\sin \beta \\ \cos \beta \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (9)$$

で与えられ, これらを(8)式に代入すると次式を得る.

$$i_{CON} : \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \begin{bmatrix} i_0 \sin \beta \\ (i_0 + 2 i_{cc}) \cos \beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

また, 図4(c) に示される系のパワーフローより

$$v \odot i_{10} = \{E - (r_0 + p l_0) i_0\} i_0 \quad (11)$$

$$v \odot i_{1c} = -v \odot i_{2c} - 2\{(r_c + p l_c) i_c\} i_c \quad (12)$$

(11), (12)式を(9)式を用いて整理すると  $v_d, v_q$  は

$$v_d = \frac{\pi E}{3\sqrt{2} \sin \beta} - \frac{\pi^2}{18} \cdot \frac{(r_0 + p l_0) i_{10d}}{\sin^2 \beta} - \frac{v_q}{\tan \beta} \quad (13)$$

$$v_q = -\frac{\pi^2}{18} \cdot \frac{(r_c + p l_c) 2 i_{1cq}}{2 \cos^2 \beta} \quad (14)$$

上式より図4(d)の等価回路が得られる. 図3の Single-Converter に比べて Dual-Converter では負荷の  $q$  軸回路が循環リアクトルを介して短絡されている点異なる. いま, その抵抗分  $r_0$  が十分小さければ, 定常時には  $v_q = 0$  となり, 電圧ベクトル  $v$  の方向は完全に  $d$  軸に一致する.

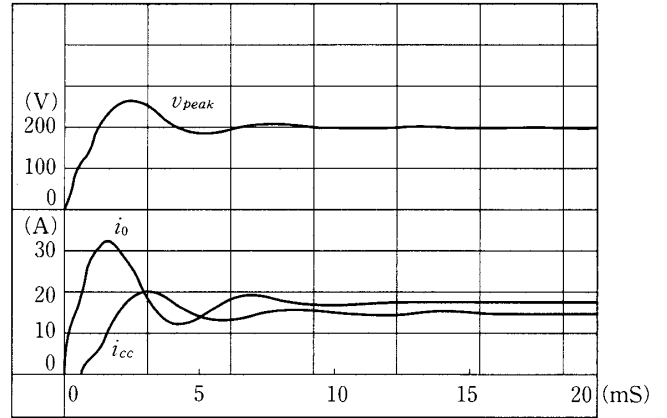
上記の特徴を, 更に状態方程式より考察する. いま,  $[v_d, v_q, i_{10d}, i_{1cq}]^t$  を状態変数にとると, (13), (14)式および(7)式より次の状態方程式を得る.

$$\begin{aligned}
& p[v_d \ v_q \ i_{10d} \ i_{1cq}]^t \\
&= \begin{bmatrix} -1/CR & \omega & 1/C & 0 \\ -\omega & -1/CR & 1/C \tan \beta & 2/C \\ -1/k^2 l_0 & -1/k^2 l_0 \tan \beta & -r_0/l_0 & 0 \\ 0 & -1/k^2 l_0 \tan^2 \beta & 0 & -r_c l_c \end{bmatrix} * \\
& \quad * \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_{10d} \\ i_{1cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/k l_0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (15)
\end{aligned}$$

但し,  $k = \pi/3\sqrt{2} \sin \beta$

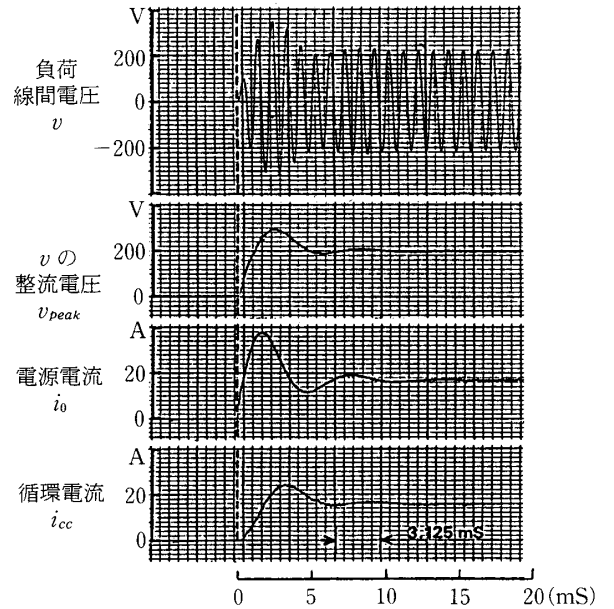
上式を初期値 0 で解けば, 静止状態から電源投入時の始動波形を得ることができる.

図5(a)は周波数 1 kHz,  $\beta = 30^\circ$  とした場合の



条件  $[r_0 = 0.273(\Omega), r_c = 0.176(\Omega), R_{dc} = 25.1(\Omega), W = 1720(W),$   
 $l_0 = l_c = 2 \text{ mH}, C = 60 \mu\text{F}, E = 100(V), f = 1 \text{ kHz}, \beta = 30^\circ$

(a) シミュレーション波形



(b) 実測波形

図5 Dual-Converter の始動時の過渡現象

計算結果の一例で, 同じ条件で行った実測波形も同図(b)に併せて示す. 実験では電源の内部インピーダンスが無視できなかったため, 始動が終わった時点で直流電源が 100 V となるよう設定した. このため, 電源電流  $i_0$  の実測ピーク値がやや高めに観測されている. しかし, シミュレーション結果は系全体の特徴的なふるまいをよく表現していると言える.

図6はオペアンプによるアナログシミュレータ

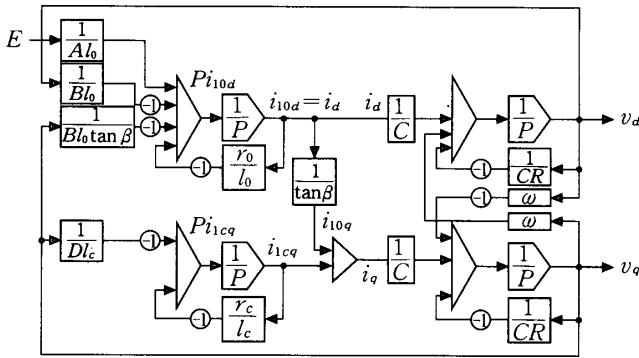


図 6 Dual-Converter のアナログシミュレータ

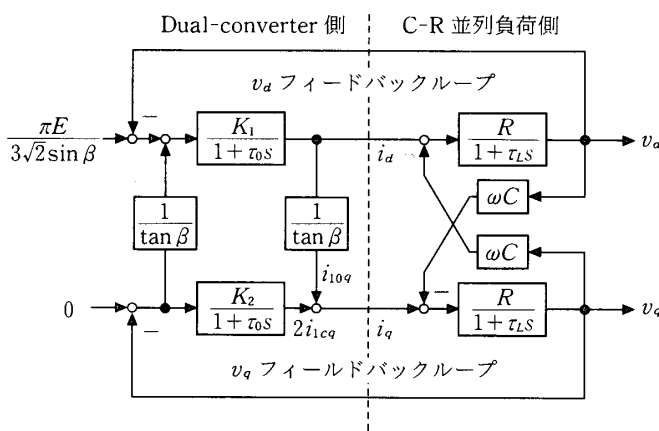


図 7 Dual-Converter のブロック図

で同様のシミュレーションを行う場合の回路の構成を示している。更にこれを変形すると図7のブロック線図が得られる。これから、Dual-Converterでは主回路そのものに $v_d$ と $v_q$ それぞれに対するフィードバック機構が備わっており、循環電流 $i_{cc}$ もこれに寄与する一変数であることが明らかである。すなわち、 $q$ 軸のフィードバックは $v_q$ を零へと収束させるよう働き、これに伴って $q$ 軸電流 $i_{1cq}$ が変化する機構が明らかである。このことは換言すれば、高周波側に確立した電圧 $v$ と $d$ 軸との間に位相差が生じると、循環電流が自動的に増減して無効電力を調整し、この位相差を打ち消すようにふるまうことを意味する。

以上のように、変換回路のスイッチング動作そのものを模擬しなくても、交流側諸量の基本波成分によるパワーフローに基づいて系の動的なふるまいを表現するモデルを導出できることがわか

る。そこで、このように導出されたモデルに対して種々の制御理論を適用し、動特性を改善することも可能である<sup>14)15)</sup>。

#### 4. あとがき

本小論では、スイッチング電力変換装置の過渡的ふるまいを記述する状態方程式の導出法の基礎について、特に学部4年生、大学院修士課程の学生等の初学者を対象に、以下の2点からできるだけ解り易い解説を試みた。

- 1) 三相（および多相）交流の諸量を定常、過渡の区別なく瞬時値に基づいて記述できる瞬時空間ベクトルの概念を、通常フェーズ記号法と対比する形で述べた。
- 2) 瞬時空間ベクトルとパワーフローの考えに基づいた回路解析の典型的な例として、Dual-Converter方式の高周波インバータを取り上げ、4次の状態方程式を導出した。更に、シミュレーションと実験によってこのモデルの妥当性を示した。

本稿は、筆者が先に学部4年生の講義用に準備した資料に加筆・修正を行ったものであるが、紙面の都合で内容を大幅に割愛せざるを得なかった。更に興味ある方は、上記1)については例えば参考文献(8)～(10)を、また2)については筆者の既発表論文(11)(14)(15)等を参照して頂ければ幸いである。

#### 参考文献

- (1) 例えば G. N. Revankar and D. S. Sabnis: "Analysis of Dual-Converter System", IEEE Trans. on IECI, Vol. IECI-22, No.1, 55(1975)
- (2) 原島 他: 「状態推移法によるインバータ誘導電動機系の解析」, 電気学会論文誌, Vol.89, No.12, 2369(1969)
- (3) 松井, 大橋, 常広: 「状態推移法によるサイリスタ回路の数値解析に関する一考察」, Vol.99, No.2, 25(1979)
- (4) "The Design Center Catalogue", MicroSim Corporation(1993)
- (5) "Alternative Transients Program Rule Book", Leuven EMTP Center(1987)
- (6) 例えば M. Nakano, Y. Iijima and T. H. Chin:



- "Quasi State Variable Method for Switching DC-DC Converters", IEE/Japan PCC-Yokohama Conf. Record, 153(1993)
- (7) 例えば N. Sawaki and N. Sato: "Steady State and Stability Analysis of Induction Motor Driven by Current Source Inverter", IEEE Trans. on IA, Vol. IA-13, No.3, 244(1977)
- (8) I. Ractz: "Dynamic behaviour of Inverter Controlled Induction Motors", IFAC Conf. London Sec. 4, 4B.1(1965)
- (9) H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae: "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Tree-Phase Circuits", IEE/Japan IPEC-Tokyo '83 Conf. Record, 1375(1983)
- (10) 高橋: 「空間スイッチング関数を用いた電力変換器の瞬時電圧・電流・電力解析」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-85-73, 39(1985)
- (11) 松井, 深尾: 「他制式 Dual-Converter における循環電流自動平衡メカニズムの等価回路による考察」, 昭和 60 年度電気関係学会東京支部連合大会, No.84, 108(1985)
- (12) 宮入編: 「サイリスタ応用ハンドブック」, 日刊工業新聞, 244(1972)
- (13) 池田編: 「サイリスタ回路: サイリスタエレクトロニクスシリーズ 2」, 丸善, 224(1974)
- (14) 松井, 脇本, 深尾: 「高周波ベース方式循環電流形サイクロコンバータの d-q 等価回路: 始動特性の考察」, 昭和 63 年電気学会産業応用部門全国大会, No.57, 251(1988)
- (15) M. Matsui and T. Fukao: "Modeling and Decoupling Output Voltage Control of High-Frequency Base Cycloconverter with Circulating Current", IEEE IAS Annual Meeting Conf. Record, 894(1992)