

# サイリスタ回路の解析

Analysis of Thyristor Circuits

原島 文雄\*

Fumio HARASHIMA

サイリスタを中心とする電力用半導体素子を用いたパワーエレクトロニクスは、最近著しい発展を遂げ、電力の変換と制御のほとんどあらゆる分野に適用されている。サイリスタは、スイッチ素子であり、したがってサイリスタ回路の解析には必然的に非線形問題を伴うので、その解析がむずかしいものとなる。サイリスタ回路の解析手法として最近新しい手法が導入され、発展しつつあるので、その動向を紹介する。

## 1. まえがき

最近の十年余におけるパワーエレクトロニクスの発展はめざましく、電力の変換と制御のほとんどすべての分野に適用されており、今後もさらにその適用分野を広げるものと思われる。パワーエレクトロニクスは、サイリスタ、ダイオードなどの電力用半導体素子により電力の変換と制御を行う技術である。パワーエレクトロニクスの発展は、電力用半導体素子の発展すなわち、素子の大容量化、高速化によって支えられてきたことはもちろんあるが、パワーエレクトロニクス装置を構成する回路技術の発展に負うことときわめて多い。パワーエレクトロニクス装置の中心となるサイリスタおよびダイオードは、非対称導電特性をもつスイッチ素子であり、従って、サイリスタ回路の解析には、必ず非線形問題が含まれ、その厳密な解析をむずかしいものとしている。サイリスタを理想的なスイッチ素子（順方向導通時には電圧降下零、非導通時および逆方向については電流零、素子内の遅れは零）とすれば、それほどむずかしい非線形特性ではないが、この程度のものについても現在統一的に扱える解析手法は確立していない<sup>1)</sup>。

もちろん、サイリスタ回路を簡単な理論によって統一的に扱う解析法は望み難いものであるが、最近、種々の面からサイリスタ回路の解析に対して新しい試みがなされている。

従来、サイリスタ回路の解析においては、正波を扱う交流理論を基礎としたフーリエ展開法あるいはこれを基礎として基本波のみに着目した古典的な整流回路理論が多く用いられてきたが、最近の動向としては、回路を微分方程式によって記述し、これを時間領域において直接解を得る方向が一般的である。これは、制御理論が古典理論においては演算子法あるいは周波数応答法を中心としていたが、非線形問題、多変数制御系の問題をきっかけとして状態空間法に変ってきたの

と同様の傾向である。また、電子計算機の普及によって、数値計算の考え方方が変化したことでも重要である。さらに、サイリスタ回路においては、平均値的な量の他に、電圧あるいは電流の瞬時波形によってその特性が決定されることが多いことも、サイリスタ回路をより正確に解析することが必要となった1つの背景である。

以下、本文においては、サイリスタ回路の解析手法の最近の動向について、例を示しながら解説する。

## 2. サイリスタ回路の解析に用いられる手法

サイリスタ回路の解析を行なう目的は大別して次の3つがある。

- i) サイリスタを用いた変換器動作の解析
- ii) 負荷(回転機など)を含むサイリスタ回路の解析

iii) サイリスタ回路を含む制御系の解析  
これらは、おたがいに明確に区別されうるものではないが、サイリスタ回路の解析に用いられる手法は、その目的によっていろいろのものがある。現在用いられている手法は大別して次の4つがある。

- a) フーリエ展開法による取扱い
- b) 個々の微分方程式による取扱い
- c) 状態空間法による解析
- d) シミュレーションによる解析

フーリエ展開法は、サイリスタ回路に与えられる電圧・電流、あるいはサイリスタ回路によって発生する電圧・電流をフーリエ展開し、周波数領域において解を得る方法であり、数多くの問題に適用されているが、式の展開がかなり複雑となり、さらに数値計算法としてもかならずしも計算機向きではない。しかしながら、周波数領域、特に基本波成分あるいは特定の高調波との対応がはっきりしており、この面において回路動作に対する直感との結びつきがあることが大きな利点である。

b) の手法は、サイリスタ回路の各動作モードにおける微分方程式を立て、それによって解を得るもので

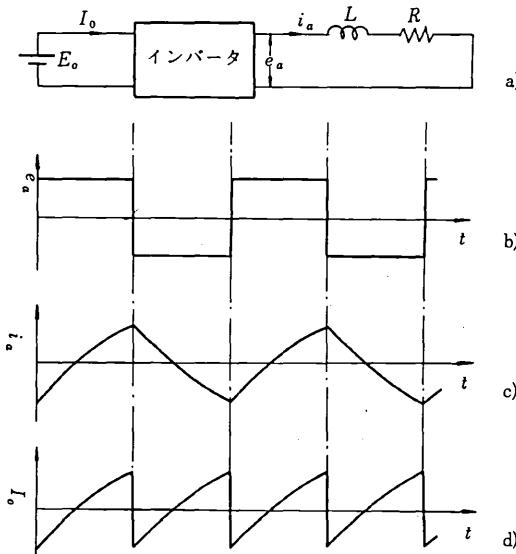
\* 東京大学生産技術研究所 第3部

あり、改めて説明する必要はないが、これを一般的な理論体係としたのがC)の状態空間法による解析である。サイリスタ回路において、サイリスタをある種のスイッチとして考えれば、サイリスタ回路は、サイリスタのスイッチ動作による離散的動作と各動作モードにおける回路動作を表わす微分方程式の組合せと考えることができる。このような系は、時間離散値系と呼ばれており、制御理論を中心として発達した状態空間法<sup>2), 3)</sup>により、一般的な解析が可能である。この手法の特徴としては、サイリスタ回路の動作の全体を1組の式によって表現し、その展開が可能であるので回路動作の物理的イメージとの対応が明快であると共に、解を得るための数値計算法としても計算機向きであるということである。

d) のシミュレーションによる手法は、サイリスタ回路を動的システムを対象としたシミュレーション言語を用いて計算機によってシミュレートとし、その解を得る方法であり、現象をそのまま再現するという点で、非常に汎用性のあるものであるが、計算機の容量、計算時間がぼう大なものとなる。上記の欠点は、アナログ計算機を用いれば問題はなくなるが、この場合には、計算精度に問題があり、一般的にいって優れた方法とは言いたい。

### 3. 簡単なサイリスタ回路の例

第1図a)に示される簡単なサイリスタ回路について考える。ここでインバータとしては理想的な電圧形インバータとして、負荷としては、P. L負荷を考



第1図 簡単なサイリスタ回路例

える。この回路動作をまず、フーリエ展開法により解析する。インバータの出力電圧 $e_a$ をフーリエ展開すれば

$$e_a = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E_o}{\pi \cdot n} \sin(nwt) \quad (1)$$

$w$ : 基本波周波数

$n = 1, 2, 3, \dots$

また、負荷のインピーダンスは、各周波数に対して、

$$Z_n(nw) = R + jnwL \quad (2)$$

従って、交流側の回路電流 $i_a$ は、次式のように求まる

$$i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E_o / \pi \cdot n}{\sqrt{R^2 + (nwL)^2}} \sin(nwt - \tan^{-1} \frac{nwL}{R}) \quad (3)$$

(3)式から判るように、フーリエ展開法では、解の交流は各周波数成分の和の形として与えられるので、周波数領域との対応はつきやすいが、第1図c)に示される時間波形を正確に求めるためには、(3)式の計算において、 $n$ を相当高次のものまで考慮しなければならない。

次に、この回路を1つの時間離散値系として解析してみよう。

第1図a)に示される回路を直流側から観測して回路方程式をたてると、転流時以外では、

$$E_o = RI_o + L \frac{di_o}{dt} \quad (4)$$

転流時においては、インバータを理想的とすれば、

$$I_o(nT_+) = -I_o(nT) \quad (5)$$

ただし、 $nT$ は転流時点を表わす。従って、この例題は、(4), (5)の2式によって表わされる時間離散値系を解析する問題となる。(4)式の解は、 $I_o$ の初期値として $I_o(nT_+)$ を用いると次のようになる。

$$I_o(t) = \frac{E_o}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right) + I_o(nT_+) e^{-\frac{R}{L}(t-nT)} \quad (6)$$

ただし、 $\lambda = t - nT$ である。(6)式に(5)式を代入すれば、

$$I_o(t) = \frac{E_o}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}\lambda}\right) - I_o(nT) e^{-\frac{R}{L}\lambda} \quad (7)$$

となる。(7)式において $\lambda = T$ とし、 $n = 1, 2, 3, \dots$ とすれば、一般解が得られる。また定常解は、 $I_o(\frac{n+1}{T}) = I_o(nT)$ とおくことにより得られる。すなわち、

$$\lim_{n \rightarrow \infty} I_o(nT) = \frac{E_o(1 - e^{-\frac{R}{L}T})}{R(1 + e^{-\frac{R}{L}T})} \quad (8)$$

(7)および(8)式により定常状態における解が得られる。

次に、ここで問題となっている時間離散値系をブロック線図によって表わすことを考える。転流時の現象をインバータの直流側から考えると、インダクタンスを含む回路において、電流 $I_o$ が不連続に変化するのであるから、転流時においては、インパルス状の逆起電力

の大きさは、次のように計算される。転流中の等価的逆起電力を  $V_f$  とすれば、転流中の回路方程式は、次式で近似される。

$$LdI_o/dt = -V_f \quad (9)$$

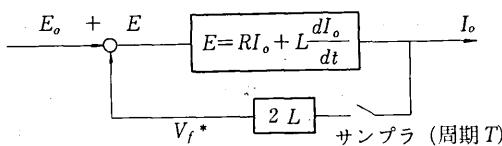
ここで転流期間を無限少とし、(9)式を積分すれば、

$$L[I_o(nT_+) - I_o(nT)]^* = -V_f^* \quad (10)$$

(5)式を用いれば、

$$V_f^* = 2LI_o^*(nT) \quad (11)$$

ただし、\*印は、理想サンプルでサンプルされるインパルスを表わす。したがって、(4), (5)式で表わされる系は、第2図で表わされる。第2図は、この系を時間離散値系としてみた場合のブロック線図表示である。



第2図 例題のブロック線図表示

#### 4. 状態空間法によるサイリスタ回路の解析<sup>5)~13)</sup>

##### 4・1 一般的考え方

サイリスタ・ダイオードを含む一般のサイリスタ回路は、回路中のこれらの素子の導通、非導通に応じてその結線状線すなわちモードが推移していく。サイリスタ回路の解析にあたっては、まずこのモード分析が必要である。多くの回路では、いくつかのモードがあるきまと順序で現われるが、モード変化の条件には、次の2つがある。

i) モード変化の時間が回路状態に関係なく外部から与えられるもの。

ii) モード変化の時間が回路状態に依存するもの。

i)の条件は、具体的には、外部から与えられるサイリスタの点弧信号、電源条件などによって決まるものであり、この場合には、回路解析は比較的簡単である。一方、ii)の条件は、具体的には、サイリスタあるいは、ダイオードに流れる電流が正から負に変わる時点において現われるものであり、解析にあたっては、このモー

ド変化の時間を求める作業が必要となる。ii)のモード変化の時間を求めるためには、一般には、くりかえし計算が必要となるが、計算機によって行なえば、それほど困難ではない。

一般にサイリスタ回路において、現われるモードの数をm、それぞれのモードの継続時間を  $T_i$  ( $i=1, 2, \dots, m$ ) とすれば、サイリスタ回路の動作は、次式によつて与えられる。

$$V_i = Z_i(p) \cdot I_i \quad p: \text{微分演算子} \quad (12)$$

$$\begin{pmatrix} V_i(t_i^+) \\ I_i(t_i^+) \end{pmatrix} = B_i \begin{pmatrix} V_i(t_i^-) \\ I_i(t_i^-) \end{pmatrix} \quad (13)$$

ここで、(12)式は、 $i$ 番目のモード期間における回路方程式を表わし、 $Z_i(p)$ はその期間のインピーダンス行列、 $V_i, I_i$ はそれぞれそのモード期間において電圧・電流ベクトルを表わす。(13)式は、 $i-1$ 番目のモードから $i$ 番目のモードへ変化する際の回路の結線状態の推移を表わす方程式であり、 $B_i$ はその状態推移行列、 $t_i^-$ および $t_i^+$ はそれぞれのモード変化の時点の直前および直後の時間を示している。

(12)式は、一般に次のように書き直すことができる。

$$pI_i = A_{ii}I_i + D_iV_i \quad (14)$$

さらに、サイリスタ回路においては、各モード内における電圧は、直流あるいは正弦波の一部またはその組合せによって与えられることが多く、一般に電圧ベクトルは、次式の微分方程式によって与えられる。

$$pV_i = A_{ii}V_i \quad (15)$$

いま、状態ベクトル  $X_i$  として  $\text{col}(V_i, I_i)$  を選ぶと、(14), (15)式を組合せて次のように表わすことができる。

$$pX_i = A_iX_i \quad (16)$$

ただし、

$$X_i = \text{col}(V_i, I_i), \quad A_i = \begin{pmatrix} A_{ii} & \\ D_i & A_{ii} \end{pmatrix}$$

従って、一般にサイリスタ回路は、(16), (13)式により次の2つの方程式によって記述される。

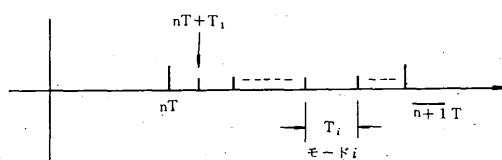
$$pX_i = A_iX_i \quad (17)$$

$$X_i(t_i^+) = B_i X_i(t_i^-) \quad (18)$$

すなわち、サイリスタ回路は、(17), (18)式で表わされる時間離散値系を解く問題に帰着される。モード変化の条件が前に述べたi)によって与えられるときには、(17), (18)式を直接解くことができるが、ii)の場合には、回路動作によって  $t_i$  が決まるもので  $t_i$  も未知数となる。この場合には、モード変化の条件をきめる次式と連立して解く必要がある。

$$f[I_i(t_i)] = 0 \quad (19)$$

モード変化の時間  $t_i$  が外部から与えられる場合、あるいは、なんらかの方法ですでに判っている場合には、(17), (18)式は次に示す方法で解くことができる。サイリスタ回路がm個のモードをもつ同期的動作を行つてゐるとして、その定常解を求ることを考える。(第3図



第3図 サイリスタ回路のモード分割

参照)

i番目のモードの部分区間においては、系の微分方程式は、次式である。

$$p X_t(\lambda) = A_t X_t(\lambda) \quad t_i < \lambda \leq t_{i+1} \quad (20)$$

従って、一般解は、次のように与えられる。

$$X_t = \Phi_t(\lambda) X_t(t_i^+) \quad (21)$$

ここで、 $\Phi_t(\lambda)$ は推移行列であり次式のようになる。

$$\Phi_t(\lambda) = \exp[A_t \lambda] \quad (22)$$

(21)式に(18)式を代入すれば

$$X_t(\lambda) = \Phi_t(\lambda) B X_t(t_i) = H_t(\lambda) X_t(t_i) \quad (23)$$

ただし、 $H_t(\lambda) = \Phi_t(\lambda) B$

(23)式より、一般に $X_t$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} X_t(t_{i+1}) &= H_t(T_i) X_t(t_i) \\ &= H_t(T_i) H_{t-1}(T_{i-1}) X_{t-1}(t_{i-1}) \dots \dots \dots \\ &= \dots \dots \dots = H_t(T_i) H_{t-1}(T_{i-1}) \dots \dots \dots X(nT) \end{aligned} \quad (24)$$

(24)式において $i=m$ とおけば

$$X_m(\overline{n+1} T) = X(\overline{n+1} T) = [\prod_{i=1}^m H_i(T_i)] X(nT) \quad (25)$$

ここで、 $\prod_{i=1}^m H_i(T_i) = H(T)$ とおけば(25)式は次のように

なる。

$$X(\overline{n+1} T) = H(T) X(nT) \quad (26)$$

(26)式を $n=0, 1, 2, \dots$ と順次用いることにより、回路の過渡現象を解くことができるが、定常状態における回路を求めるためには、次の手順による。すなわち、定常状態における $\lim_{n \rightarrow \infty} X(nT) = X_0$ とおくと、解の周期性により次式が得られる。

$$X_0 = H(T) X_0 \quad (27)$$

従って、

$$[U - H(T)] X_0 = 0 \quad (28)$$

各 $T_i$ が既知の場合には、(28)式は、状態ベクトル $X_0$ を与える同次方程式となり容易に解を得られる。このようにして $X_0$ が得られれば、(23)式により、すべての時間での状態変数が求められる。

$T_i$ の一部が回路状態によってきまる場合には、その $T_i$ が未知数となり、 $H(T)$ が $T_i$ の関数となる。この場合には、(28)と(19)式の連立方程式を解く必要がある。すなわち

$$\left. \begin{aligned} [U - H(T_i)] X_0 &= 0 \\ f[I_i(t_i)] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

を解くわけであるが、一般に(29)式は非線形連立方程式であり、その解を求めるためには、くりかえし法が必要となる。

なお、(22)式の推移行列は、次の2つの方法のいづれかによって算計される。

$$\Phi_t(\lambda) = \exp[A_t(\lambda)] = \mathcal{L}^{-1}[(S U - A)^{-1}] \quad (30)$$

$$\Phi_t(\lambda) = \exp[A_t \lambda] = U + A_t \lambda + \frac{1}{2!} A^2 \lambda^2 + \dots \quad (31)$$

#### 4・2 例題①<sup>8)</sup> (モード変化の時間が外部から与えられる場合)

電圧形インバータによって駆動される誘導電動機の特性を状態空間法で解析した例を示す。(第4図参照)電圧形インバータにおいては、モードの変化時間は外部から与えられるので容易に解くことができる。第5図、および第6図a)に誘導電動機の2軸理論による表示およびインバータ出力電圧(相電圧)の波形を示す。このインバータ出力電圧はd-q面において第6図b)に示すように、ステップ状に回転する6つの電圧ベクトルとして表わされる。ここでインバータ動作に伴って回転する座標系( $\alpha-\beta$ 座標系)を導入し、 $\alpha$ 軸は固定子電圧ベクトルの方向と一致させ、 $\beta$ 軸はこれと直交するように選ぶ(第7図参照)。 $\alpha-\beta$ 座標系は、d-q座標系に対して転流時以外では静止しているか、転流時には不連続に回転するものとする。ここで、2軸理論に基づいて $\alpha-\beta$ 座標系において方程式をたてるところのようになる。

$$\dot{X} = AX, \quad X(nT) = BX(nT) \quad (32)$$

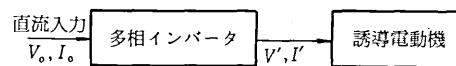
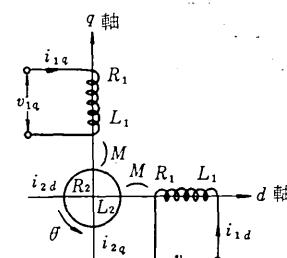


図4 インバーター誘導電動機系

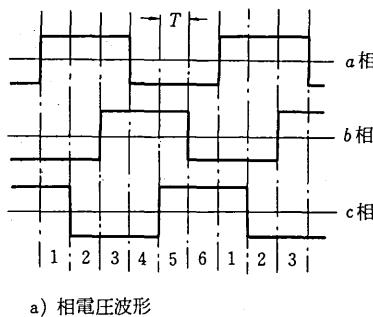


$\theta$ : 回転子速度,  $R_1$ : 固定子巻線抵抗,  $R_2$ : 回転子巻線抵抗,  $L_1$ : 固定子巻線インダクタンス,  $L_2$ : 回転子巻線インダクタンス,  $M$ : 相互インダクタンス

$$V' = \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad I' = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}$$

$v_{1d}$ : 1d巻線電圧,  $v_{1q}$ : 1q巻線電圧  
 $i_{1d}$ : 1d巻線電流,  $i_{1q}$ : 1q巻線電流  
 $i_{2d}$ : 2d巻線電流,  $i_{2q}$ : 2q巻線電流

図5 2軸理論による誘導電動機の表示



a) 相電圧波形 b) ベクトル表示  
図6 インバータ出力電圧

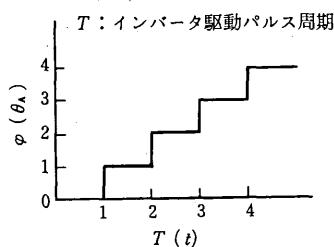


図7 座標系の断続的回転

ただし、 $X$ 、 $A$ 、 $B$ は次のように与えられる。

$$X = \text{col}[V_{ta}/\sqrt{2}, i_{1s}, i_{2s}]$$

$$i_{1s} = (i_{1a} + j i_{1b})/\sqrt{2}$$

$$i_{2s} = (i_{2a} + j i_{2b})/\sqrt{2}$$

$$A = \frac{1}{L_1 L_2 - M^2}$$

0	0	0
$L_2$	$-(R_1 L_2 + j M^2 \dot{\theta})$	$R_1 M - j M$ $L_2 \dot{\theta}$
$-M$	$R_1 M + j M$ $L_1 \dot{\theta}$	$-(R_2 L_1 - j$ $L_1 L_2 \dot{\theta})$

$$B = \begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & & \\ \hline &  $e^{-j\varphi}$  & \\ \hline & &  $e^{-j\varphi}$  \\ \hline \end{array}$$

$$\psi = 60^\circ$$

このように、 $A$ および $B$ 行列が与えられると、4・1に述べた手法により容易に解が得られる。

ここで、本手法と従来の交流ベクトル法との関係について述べる。交流ベクトル法によって正弦波駆動される誘導電動機を解析する場合、固定子電圧ベクトルとともに回転する座標系から観測し、これと1つの複素数として表わしているか、インバータ駆動の場合、本手法においても同様の取扱いを行っている。したがって、インバータの相数を無限に大きくし、電圧ベクトルの平均角速度を一定に保ったままインバータの周期 $T$ を零に近づければ、正弦波駆動と同じ結果が得られる。すなわち、4・1で述べた手法により、 $\lim_{n \rightarrow \infty} i_{1s}(nT), \lim_{n \rightarrow \infty} i_{2s}(nT)$ を求め、 $\varphi/T = w$ を一定に保つ

たまま $T \rightarrow 0$ とすると、

$$\lim_{T \rightarrow 0} i_{1s}(nT) = \frac{(R_2 - j L_2 \dot{\theta})}{R_1(R_2 - j L_2 \dot{\theta}) + j w(R_1 L_2 + L_1 R_2)}$$

$$\frac{+ j w L_2 e_s}{- w^2(L_1 L_2 - M^2)(w - \dot{\theta})}$$

$$\lim_{T \rightarrow 0} i_{2s}(nT) = \frac{-j(w - \dot{\theta})}{R_1(R_2 - j L_2 \dot{\theta}) + j w(R_1 L_2 + L_1 R_2)}$$

$$\frac{M \cdot e_s}{-w^2(L_1 L_2 - M^2)(w - \dot{\theta})}$$

となり、これは第8図における交流と一致する。すなわち、ここで述べた解析法は、交流ベクトル法を時間離散値系に拡張したものと考えることもできる。

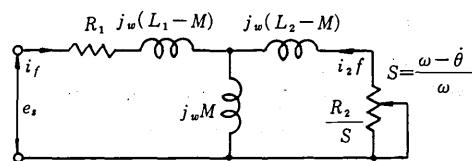


図8 誘導電動機の正相分等価回路

#### 4・3 例題2<sup>10)</sup> (モード交換時間が回路状態に依存する場合)

第9図に示すように三相誘導電動機の固定巻線の1相に両方向サイリスタをそう入し、これによって制御される場合の特性を解析する。第10図に各相電流波形を示す。同図において、両方向サイリスタを点弧角 $\alpha$ で点弧してから消弧するまでの間が三相期間、消弧角 $\beta$ から次の点弧角 $\alpha$ までの間が単相期間となる。ここで消弧角 $\beta$ はサイリスタの順方向電流が零になる時点であり、回路の動作状態によってきまる。

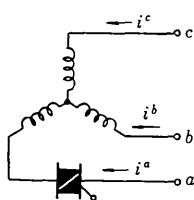


図9 誘導電動機のサイリスタによる一相制御

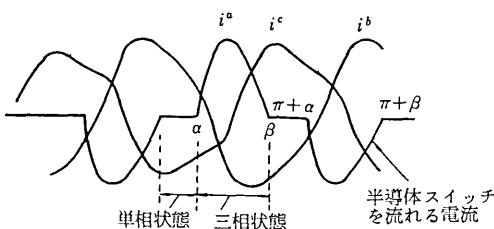


図10 一相制御時各相電流波形

まず、各モードにおける微分方程式を求めるとき、三相機を二相機に交換して、さらに $d-q$ 変換を行えば、三相モード、単相モードのそれについて、次の方程式を得る。

$$\begin{aligned}\dot{X} &= A_1 X && \text{(三相モード)} \\ \dot{X} &= A_2 X && \text{(単相モード)}\end{aligned}\quad \left.\right\} \quad (33)$$

ただし、 $X = \text{col}(i^a, i^b, i^c, i^d, i^q, u, v, w, z)$

$i^a, i^b, i^c$ : それぞれ固定子の直軸および横軸の巻線電流  
 $i^d, i^q$ : 回転子の直軸および横軸の巻線電流の一次換算値  
 $u, v$ :  $a$ 相電圧を与えるための補助変数  
 $w, z$ :  $\beta$ 相電圧を与えるための補助変数

$A_1, A_2$ はそれぞれ三相モード、および単相モードに対

応する回路を表わす行列であるが詳細は省略する<sup>10)</sup>また、モード変化際の状態変数の推移を表わす状態推移行列( $B$ 行列)は、電流の連続性から単位行列となる。次に、定常時における消弧角(消弧時点)を算出する。三相期間の終点は、電流 $i^a$ が零になる時点である。点弧角を $\alpha$ とし、この時点における三相モードの初期値を $X(O)$ とする。三相期間および単相期間をそれぞれ、 $T_1, T_2$ とすると、次の三相モードの初期値 $X(\bar{O})$ は、次のように計算される。

$$X(\bar{O}) = H(T)X(O) \quad (34)$$

ただし

$$H(T_1) = [\exp(A_1 T_1)] [\exp(A_2 T_2)]$$

$$T = T_1 + T_2 = \pi/w \quad w: \text{電源角周波数}$$

正の半サイクルと負の半サイクルの電流・電圧双方の極性反転を考慮すること。

$$X(O) = -X(\bar{O}) \quad (35)$$

(34)式を(35)式に代入すると、

$$[H(T_1) + U]X(O) = 0 \quad (36)$$

を得る。(36)式は、独立な3つの関係式を与えるが、未知数は、 $i^a, i^b, i^c$ の初期値および $T_1$ であり、4つある。もう1つの条件は、次式で与えられる。

$$i^a(T_1) = 0 \quad (37)$$

したがって、(36), (37)の連立方程式を解くことにより、4つの未知数が求まるが、この解法は一般にくりかえし計算となる。このようにして、 $X(O)$ および $T_1(\beta$ に相当)が求まると、任意の時点の状態変数は、次式によって求まる。

$$\begin{aligned}X(t) &= \exp(A_1 t) \cdot X(O) & 0 < t < T_1 \\ X(t) &= \exp[A_2(t-T_1)] X(T_1) & T_1 < t < T\end{aligned}\quad \left.\right\} \quad (38)$$

#### 5. シミュレーションによるサイリスタ回路の解析<sup>14)~17)</sup>

##### 5・1 概要

サイリスタ回路のデジタルシミュレーションによる解析は、各サイリスタおよびダイオードをオン・オフ2状態のスイッチと考え、これらの状態の可能なすべての組合せに対する電気回路の解析するプログラムを準備して、これらの回路電圧・電流に伴う論理判断で与えられるサイリスタ・ダイオードの動作に従って切り換えて計算をすすめることによる。デジタルシミュレーションの最大の問題は、動特性計算に伴う演算時間が大きいことである。定常状態での応答の計算にも起動からそこにいたるまでのすべての過程を計算しなければならないなどの理由で、十分の精度を保ちながら繰り返し計算の周期をどこまで大きくとれるかに注意が必要であり、また解析の範囲を他の予備的な検討で十分しほっておいて現象別に細かく区切ったシミュレーションを行なうなどの工夫が必要になろう。

現在、電気回路や電子回路の動作の解析のためにいくつかのはん用プログラムが開発されており、IBMの

ECAPなどがその例である。このようなはん用プログラムはサイリスタ回路のシミュレーションにも利用できるが、これらはサイリスタ回路の解析だけの目的で作られているのではないから、変換回路素子の特性の表現が必ずしも十分でないことや、制御装置やエネルギー変換を含む負荷を組み入れるのが必ずしも容易ではないという欠点もある。そのため、サイリスタ回路解析を目的としたプログラムも開発されており、ここではその一例を紹介する<sup>15)</sup>。

ここで述べるシミュレーションにおける計算の重要な部分は次のとおりである。

- i) サイリスタ、ダイオードなどのオン、オフを論理的に判断すること。
  - ii) スイッチ素子のオン・オフによって定まる回路網を自動的に定めること。・
  - iii) 定められたモードの過渡現象をそのモードの継続を常に確かめながら計算すること。

サイリスタのオン・オフはゲート信号の有無、保持電流、ターンオフ時間が判定条件となる。回路変数の計算には、状態変数の手法に基づいて、時間領域における積分が行なわれている。モードの切り換わりを判定するためには、積分のステップごとにスイッチ電圧、電流を計算しなければならない。このための計算時間を短縮するためにもステップ巾はできるだけ大きくとることが望ましいが、一方ではサイリスタにスイッチングが生じるとき、これに伴う急激な過渡現象の計算とスイッチングの判定のためには、ステップ巾は大きくともターンオフ時間以下にしなければならない。そこで、このプログラムでは、モード変化に伴う急激な過渡現象においては小ステップ巾、それ以外では大ステップ巾で積分する方法をとり、積分時間の短縮を図っている。

## 5・2 計算の流れ

このシミュレーションプログラムにより解析される回路網は次の条件を満たすものを考えている。

- i) すべてのモードで回路網グラフは連結であること。
  - ii) 各枝路は定数  $R$ ,  $L$  (相互誘導を含む),  $C$  要素および独立電源 (時間関数の直流, 交流電圧源) よりなる。
  - iii) サイリスタ, ダイオードはスイッチ素子とみなされる。

計算の流れは第11図に示している。入力データとしては各素子数、素子定数、素子の接続される節点の番号を回路図から読みとて与えるだけでよい(I)。計算機では、この入力データに基づいて全スイッチ素子がオフ状態での回路接続行列が定められ(II)，これよりNormal tree，基本カットセット行列，標準形微分方程式 $\dot{X} = AX + Bu$ のA, B行列が求められる(III)。これに

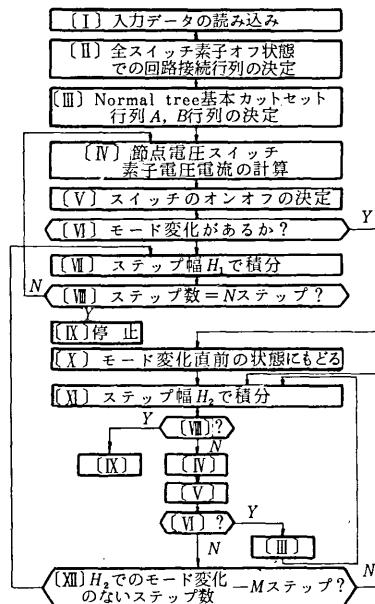


図11 計算の流れ図

基づいて与えられた初期条件について、節点電圧、スイッチ素子電圧・電流が計算される(IV)。これからスイッチのオン・オフが決まり(V), モードが変化したか否かが判定される(VI)。モードの変化がなければ大ステップ巾 $H_1$ で積分演算が進められるが(VII, VIII), あるステップ期間にモード変化があるとそのステップの終わりにスイッチ電圧・電流が計算され、それに基づいてモード変化が検出される。そこで積分の継続を中止し、そのステップの初期状態を最終状態から逆方向に積分することにより計算し、モード変化直前の状態にもどる(X)。これからは小ステップ巾 $H_2$ で積分が進行する(XII)。この場合にも,(IV, V, VI)の過程でモード変化の判定が行なわれる。モード変化があれば(III)にはいって新しいモードの方程式が求められ、次のステップが $H_2$ の巾で積分される。モードの変化がなければ、そのまま積分が進行するが、Mステップ続くと再び $H_1$ のステップ巾の積分にもどる。以上のような過程で自動的に計算が進められる。

### 5・3 シミュレーションの例

以上のシミュレーションプログラムにより、パルス巾制御されるブリッジ形インバータの回路動作をシミュレートした結果を示す。ブリッジ形インバータの回路は第12図に示している。この回路は、27個の枝路と17個の節点よりなり、それぞれ番号がつけられている。

パルス巾制御方形波出力を得る場合、サイリスタは次のような時間順序により点弧される。

$$\cdots = (S_4) = (S_1, S_4) = (S_3) = (S_2, S_3) =$$

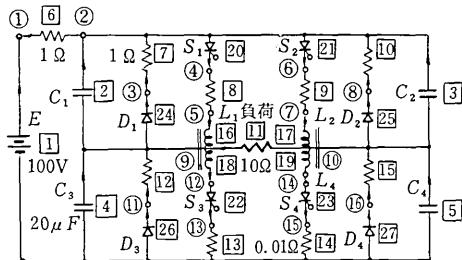


図12 ブリッジ形インバータ回路

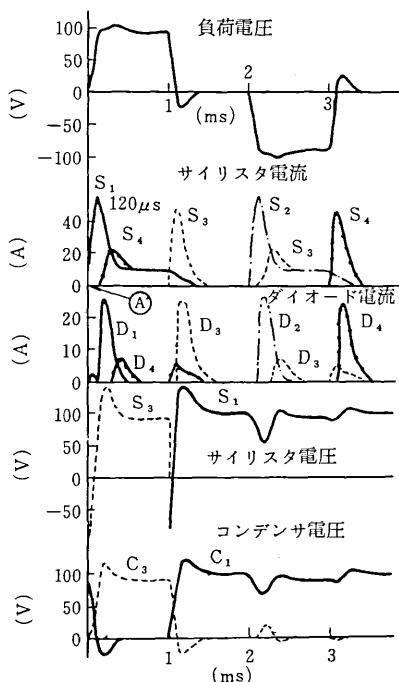


図13 シミュレーション結果

(S<sub>4</sub>) ……正の負荷電圧印加期間は(S<sub>1</sub>, S<sub>4</sub>)の導通、負の負荷電圧印加区間は(S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub>)の導通、負荷短絡期間はS<sub>3</sub>あるいはS<sub>4</sub>の導通により得られる。

出力周波数250Hz、負荷抵抗10Ωに対するシミュレーション結果を第13図に示している。これは電源電圧100Vで、C<sub>1</sub>C<sub>2</sub>の電圧および負荷電流の初期条件V<sub>c1</sub>=V<sub>c2</sub>=50V, i<sub>L1-4</sub>=0Aにおいて、(S<sub>1</sub>, S<sub>4</sub>)にゲートを印加する状態から出発して定常状態に落ち着いた一周期を示したものである。

また、図の④点で、S<sub>1</sub>およびS<sub>4</sub>に同時にゲートが印加されているが、S<sub>4</sub>の導通はC<sub>4</sub>の電荷による逆バイアス電圧のため、ゲート印加時間より120μsだけ遅れることがシミュレーション結果より明らかにされている。

実験のみで容易に観測できない現象であり、シミュレーションの有効性を示す一例ともみられる。なお、この計算にはFACOM230-60を使用し、6.75周期を計算するのに計算時間は7.17分を必要としている。

## 6. あとがき

サイリスタ回路の解析には、現在、多くの手法が用いられており、それぞれ特長を有しているので、サイリスタ回路の解析にあたっては、これらの手法に熟知し、各々の回路および解析の目的に対して最適な解析法を適用する必要がある。

本解説においては、最近、サイリスタ回路の解析法として発展し、しばしば用いられる状態空間法による時間離散値系としての解析およびそれを基礎としたデジタルシミュレーションの手法を中心に述べてきた。状態空間法による手法は、線形の負荷回路については一応の完成をみているが、時変数パラメータをもつ負荷<sup>[18]</sup>および非線形負荷をもつ系への適用が今後の問題として残されており、一層の進歩が望まれる。

サイリスタ回路は、電力変換装置として1つの制御系の中に組み込まれることが多い。この場合、サイリスタ装置は、操作部として制御システムの中で重要な制御要素となるので、その数学的表現法が問題となる。サイリスタ回路を含む制御系の解析および設計に当たっては、一般的の制御系と同様、安定性、過度応答などの解析が必要となるが、このためには、制御理論による数学的な取り扱いを導入するために、実際的な立場からの近似が要求される。この場合、サイリスタの変換器の表現法として問題となるのは、その非線形性、動的な伝達特性などである。この目的のために、サイリスタ変換器の連続モデルあるいは離散値モデルによる種々の表現法が提案されており<sup>[19]</sup>この分野においても、今後の進歩が期待される。

(1975年8月11日 受理)

## 参考文献

- 1) 山田：電学誌87, 7 (1967)
- 2) Athans, et al: Systems, Networks & Computation, McGraw-Hill (1967)
- 3) J. T. Tou: Modern Control Theory, McGraw-Hill (1967)
- 4) 原島：電気学会自動制御研究会資料, AC-71-25 (1971)
- 5) D. W. Novotny, et al: IEEE Trans. Power. Apparatus System, 87-2 (1968)
- 6) R. E. Bedford: IEEE Trans. Industr. Gen. Applic., 9, 6 (1970)
- 7) T. A. Lipo: IEEE Trans. Power. Apparatus System, 90, 2 (1971)
- 8) 原島, 内田：電学誌89, 12 (1969)
- 9) 沢井, 原島, 賀屋：電学誌, 90, 12 (1970)
- 10) 林：電学誌, 92-B, 10 (1972)
- 11) 松井, 木寺, 常広, 足立：電学誌, 92-B, 10 (1972)

- 12) 林: 電学誌, 92-B, 1 (1972)  
 13) 江原, 小山, 原島: 電学誌, 94-B, 11 (1974)  
 14) 正田, 他: サイリスタ装置, 丸善 (1973)  
 15) 村上, 小坂, 西村, 佐久間: 電学誌, 91, 7 (1971)  
 16) H. Levin: Introduction to Computer Analysis, Prentice-Hall (1970)  
 17) 正田: アナログ技術研究会資料10, 9 (1971)  
 18) 原島, 羽根吉: 昭和50年電気学会全国大会予稿735 (1975)



## 次号予告(11月号)

## 研究解説

生活の中の放射線とアイソトープ.....佐藤乙丸

## 研究速報

チタン粉末の抵抗焼結第2報.....  
——チタン抵抗焼結体の腐食試験および金属組織観察——アルミニウム結晶粒界における<sup>65</sup>Zn拡散の粒界構造依存性.....リモートセンシングデータの前処理.....  
——地球資源衛星画像を例にとって——

交通現象の検出手法に関する実験的研究.....

鋼繊維を用いた鉄筋コンクリート梁のせん断耐力.....

道路交通事故の動向に関するマクロ分析.....

## 研究室紹介

増子研究室.....増子昇