補助サイリスタ転流形チョッパ回路 の動作解析

伊丹 潔**, 上村 新作**

概 要

直流を電源とする制御装置としては、従来から電動発電機や抵抗器あるいはインバータ整流器方式が使用されていたが、サイリスタ・チョッパが開発されて、その性能が電動機速度制御装置などに注目されている。

サイリスタ・チョッパは直流を高速度で断続して、オン・オフの時間比を変化させて負荷電力を制御するものであるが、その回路方式は用途によって数多く発表されている。しかし、補助サイリスタ転流形チョッパ回路は、点弧回路がやや複雑になるが、大容量機の設計が容易であり、また制御特性もすぐれているので一般の負荷に適している。本論文は、この補助サイリスタ転流形チョッパ回路の動作解析とその結果から導かれる二、三の特性について述べたものである。

補助サイリスタ転流形チョッパ回路の動作の一周期は、回路内の素子の状況によって六つに分けることができるが、解析はこのおのおのについて行なっている。その結果、この回路の出力電圧は、(1)点弧回路で直接制御される部分、(2)回路素子による内部降下分、(3)転流補助回路の影響分の三つに分けられることが示される。そして、最後の部分が負荷電流にほぼ逆比例して変化するため、出力特性はわずかに下降特性になる。また、これらの解析結果を確かめるため、実験回路で計算値と実測値を比較する。

The Analysis of the Chopper Circuit Commutating with the Auxiliary Thyristor

by Kiyoshi Itami, Shinsaku Kamimura

Abstract

The motor generators, resistors and inverter-rectifier systems have been used as the electric control device supplied from a DC power source. But, since the thyristor chopper was developed, it's high performance has been expected in many applications such as a speed control device of a DC motor.

The thyristor chopper switches on and off the DC power delivered to the load at high rate, to control it by changing the ratio of the on and off time. And many circuit configurations have been presented for particular uses. However, a thyristor chopper circuit which is employed an auxiliary thyristor in it's commutation circuit seems to be best suited for general applications. The paper presents an analysis and some characteristics of this type of the thyristor chopper circuit.

One cycle of the operation of the thyristor chopper can be divided into six intervals according to the circuit state and the analysis is executed for each interval. The results show that the output voltage of the thyristor chopper with an auxiliary thyristor for commutation consists of three parts: (1) the voltage directly controlled by the trigger circuit, (2) the voltage drop due to the circuit elements, (3) the voltage which is affected by the commutation circuit operation. The last part is nearly in inverse proportion to the load current, so that the output voltage of the chopper circuit slightly decreases as the load current increases.

The characteristics of an experimental circuit confirms the results of this analysis.

1. ま え が き

近年、電力用半導体開閉素子（サイリスタ）が急速に進歩し、交流を入力とする中・小容量の制御機器に

おいて、サイラトロンや水銀整流器に代わって盛んに使用されているが、サイリスタ・チョッパは、サイリスタによって直流入力を直接制御するもので、電力変換技術としては比較的新しい。そして、従来の直流電力変換器、たとえば電動発電機やインバータ整流器方式に比較すると、静止機器であること、小形であるこ

*原稿受付 昭和43年8月20日

**正会員、東京都立大学工学部（東京都世田谷区深沢2-1-1）

と、効率がよいこと、制御の速応性があることなど幾多の利点があり、電動機速度制御装置などに注目され、一部実用化されている。

ところで、サイリスタ・チョップでは、直流電力をサイリスタで断続してそのオン・オフの時間比を制御することによって負荷電力を制御するが、その主回路は、負荷電流の開閉を行なう主サイリスタと、これをターンオフさせるための転流補助回路、および点弧制御回路で構成されている。しかし、その動作の中核は転流補助回路にあって、これまで各種の回路方式が考案されているが、電力用としては、L-C回路の共振電流を利用しているものが多い。そして、松村、Mc-Murray らは、これらのうちいわゆる Morgan 回路について定量的な研究を行ない、その動作特性を明らかにしている。Morgan 回路はLに可飽和リアクトルを用いたものであるが、回路構成が簡単である反面、負荷条件によってオン時間が変化し、また、容量が大きくなるとリアクトルの設計が困難になるなどの欠点をもつ。この点、主サイリスタとは別に転流を行なわせるために補助サイリスタを使用する方式（ここでは補助サイリスタ転流形チョップ回路と呼ぶ。）は、点弧制御回路がやや複雑になるが、一般の負荷に対してすぐれた制御性能を示す。ところが、この回路を定量的に扱った報告はこれまでなされておらず、したがってまた、その動作特性も必ずしも明らかにされていない。そこで、筆者らは回路素子の電圧降下をも考慮に入れて、この回路の動作を解析して特性を求めたので報告する。

2. 動作様式

図1に補助サイリスタ転流形チョップ回路の主要部分を示す。図において、 S_M は負荷電流を開閉するための主サイリスタ、 S_C は転流補助サイリスタ、 C は

図1 補助サイリスタ転流形チョップ回路

転流用コンデンサ、 L_c は転流用リアクトル、 D_B は逆流阻止用ダイオード、 D はフィードバックダイオードである。また、 L_F は平滑用リアクトルで、フリーホイールダイオード D_F とともに負荷電流の平滑回路を形成している。

この回路の定常動作時における動作様式はつぎのようになる。

まず、 S_M が点弧される直前には、負荷電流は D_F - L_F - R_L の閉回路を流れており、⑧点の電位はほぼ零電位にあって、 C は D_B を通して正方向に電源電圧まで充電されている。そこで、点弧制御回路からのオンパルス S_M のゲートに加えると、 S_M は数 μ 秒の短時間内にオン状態になり、⑧点の電位は電源電圧まで上昇する。すると D_F は逆電圧を受けてオフ状態となり、負荷電流経路は電源から S_M を通る経路へと切りかわる。このとき D_B もオフ状態となるため転流補助回路には変化がなく、 C は依然として前の電圧を維持している。 S_M を点弧した後、今度はオフパルスによって S_C を点弧すると、 S_C - L_c - C を通る閉回路が形成されて、 C の電荷はこの閉回路内を振動的に放電する。そして、 L_c 、 C で決まる固有周期の半周期後に C の電圧は反転するが、この電圧が S_C に逆電圧として印加されて、まず S_C がターンオフする。続いて D_B がオン状態となって、前の振動電流は向きを変えて負荷側へ流れ込むが、この電流が負荷電流と等しくなると S_M の電流は零となり、転流が完了する。転流補助回路の振動はこの後も C - L_c - D_B - D をとおして継続し、余分の電荷を再び C に戻す。そして、この振動電流が減少して再び負荷電流に等しくなると、 D がオフ状態となって振動が突然停止する。この後は負荷電流は電源から C - L_c - D_B - L_F を通して流れる。そのため、 C の端子電圧は直線的に増加し、それに伴って⑨点および⑩点の電位は直線的に下降する。⑩点の電位が零になると D_F が再び導通を開始し、転流振動回路

に小振動が起こった後 D_B がオフ状態になって初めの状態に戻り、点弧制御回路から加えられるパルスに従って以上の動作を繰り返す

この回路で電源から電流が引き出される時間は、 S_M が点弧されてから転流補助回路内の振動が停止するまでの時間であって、これは点弧制御回路からのオンパルスとオフパルスの時間関係で規制されるから、これらのパルスの時間関係を制御することによって負荷への供給電力を制御することができる。

図2は補助サイリスタ転流形チョップ回路の定常動作時の各部の動作波形を示したもの

図2 各部の動作波形

であるが、前述のように、サイリスタやダイオードがオン状態にあるかオフ状態にあるかによって、動作の一周期を図示のような $t_1 \sim t_6$ の六つの期間に分けることができる。そこで、次章では各期間ごとに回路の状態を示しながら、解析を進めることにする。

3. 動作解析

ここで解析を容易にするためつぎの仮定を設ける。

- (1) オン状態にあるときのサイリスタおよびダイオードの順方向電圧降下は、電流と無関係に一定値 E_f をとる。
- (2) サイリスタおよびダイオードの逆方向漏れ電流および逆方向回復電流は無視できる。
- (3) 一動作期間中の電源電圧の変動は無視できる。
- (4) 平滑リアクトルのために、負荷電流は一定値 I_L を保つものとする。

さて、 $t < 0$ 、すなわち S_M が点弧される直前の回路状態は一つ前の動作によって図3のようになり(t_6 で

図3 $t < 0$ の回路状態

の回路状態に等しい)、負荷電流は D_F をとおして流れているので、(X)点の電位は D_F の順方向電圧降下のために(○)点に対して $-E_f$ になっている。また、Cは図示の方向に電源電圧 E_d にほぼ等しい電圧 E_{co} まで充電されている。この状態で、点弧回路からのオンパルスによって S_M が点弧されると期間1が始まる。

3.1 期間1 ($0 \leq t \leq t_1$) S_M が点弧されると、 D_F には電源電圧が逆方向に印加されてこれがオフ状態になるので回路状態は図4のようになり、負荷電流経路は D_F をとおる経路から S_M をとおる経路へと移行する。したがって、この期間の負荷電圧 e_L は、

$$e_L = E_d - E_f = E_f(1 - \alpha) \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$\text{ただし、} \alpha = \frac{E_f}{E_d}$$

となる。

また、 D_B は依然としてオフ状態を続けるので、Cは E_{co} を保持している。

図4 期間1の回路状態

3.2 期間2 ($t_1 \leq t \leq t_2$) 点弧回路からのオフパルスによって S_c が点弧され、転流補助回路の転流動作が開始する期間で、回路状態は図5で表わされる。この期間、 S_M はまだオン状態を続けるので、負荷電圧は(1)式の値を保つ。

さて、転流補助回路内の動きを求めると、Cの電荷 q_c について次式が成立する。

図5 期間2の回路状態

$$\frac{d^2 q_c}{dt^2} + 2\zeta_c \omega_c \frac{dq_c}{dt} + \omega_c^2 q_c = \frac{E_f}{L_c} \dots\dots\dots(2)$$

$$\text{ただし, } \zeta_c = \frac{R_c}{2} \sqrt{\frac{C}{L_c}}$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_c C}}$$

R_c : 転流補助回路内の等価抵抗

t_1 を時間の原点にとれば, $t=0$ で $dq_c/dt=0, q_c=CE_{co}$ であるから上式を解くと

$$q_c = CE_f + \frac{C(E_{co}-E_f)}{\sqrt{1-\zeta_c^2}} e^{-\zeta_c \omega_c t} \sin(\omega_c \sqrt{1-\zeta_c^2} t + \phi_c) \dots\dots\dots(3)$$

$$\text{ただし, } \phi_c = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta_c^2}}{\zeta_c}$$

したがって, 転流補助回路内を流れる電流 i_c は, 次式で表わされる.

$$i_c = -\frac{E_{co}-E_f}{\sqrt{1-\zeta_c^2}} \sqrt{\frac{C}{L_c}} e^{-\zeta_c \omega_c t} \sin \omega_c \sqrt{1-\zeta_c^2} t \dots\dots\dots(4)$$

i_c は $t=\pi/2\omega_c \sqrt{1-\zeta_c^2}$ で負の最大値 I_{CP} に達した後減少するが, 期間2は $t=t_2$ で i が零となり, S_c がターンオフした時点で終了する. したがってこの期間の持続時間を τ_2 とすると, (4)式から

$$\tau_2 = \frac{\pi}{\omega_c \sqrt{1-\zeta_c^2}} \dots\dots\dots(5)$$

となり, また I_{CP} はつぎのようになる.

$$I_{CP} = \frac{E_{co}-E_f}{\sqrt{1-\zeta_c^2}} \sqrt{\frac{C}{L_c}} e^{-\frac{\pi \zeta_c}{2 \sqrt{1-\zeta_c^2}}} \dots\dots\dots(6)$$

ところで, 一般に $\zeta_c \ll 1$ であるから上式はそれぞれつぎのように近似される.

$$\tau_2 \approx \pi \sqrt{L_c C} \dots\dots\dots(7)$$

$$I_{CP} \approx (E_{co}-E_f) \sqrt{\frac{C}{L_c}} \sqrt{\beta} \dots\dots\dots(8)$$

ただし, $\beta = e^{-\frac{\pi \zeta_c}{\sqrt{1-\zeta_c^2}}}$: 転流振動の半周期減衰率

また, C の端子電圧 e_c は(3)式から,

$$e_c = E_f + \frac{E_{co}-E_f}{\sqrt{1-\zeta_c^2}} e^{-\zeta_c \omega_c t} \sin(\omega_c \sqrt{1-\zeta_c^2} t + \phi_c)$$

で与えられ, 時刻 t_2 には負の最大値 E_{CP} に達する. E_{CP} は上式で $t=\tau_2$ において得られつぎのようになる.

$$E_{CP} = (E_{co}-E_f)\beta - E_f = E_{co}\beta - E_d\alpha(1+\beta)$$

3.6 で述べるように $E_{co}=E_d(1+\lambda \sqrt{\beta})$ と表わされるから E_{CP} は結局次式のようになる.

$$E_{CP} = E_d \{(1+\lambda \sqrt{\beta})\beta - \alpha(1+\beta)\} \dots\dots\dots(9)$$

ただし, $\lambda = \frac{I_L}{E_d} \sqrt{\frac{L_c}{C}}$: 正規化負荷電流

図6 $t_2 \leq t \leq t_3'$ の回路状態

3.3 期間3 ($t_2 \leq t \leq t_3$) 時刻 t_2 で S_c がターンオフすると, 今度は D_B が導通して回路状態は図6のようになる. そして, 転流補助回路の振動電流 i_c は D_B をとおって負荷へ流れ込む. ここでは負荷電流 I_L は一定と仮定しているから, i_c が増加するにつれて S_M を流れる電流は減少し, 時刻 t_3' で i_c が I_L に等しくなると S_M の電流が零となってターンオフする. この後, C の余剰エネルギーのために D が導通するので回路状態は図7のようになる. そして時刻 t_3 で i_c が再び I_L に等しくなると D がオフ状態になって期間3が終わる.

図7 $t_3' \leq t \leq t_3$ の回路状態

ところで, $t_2 \sim t_3'$ の時間は $t_3' \sim t_3$ の時間に比べるとはるかに小さく無視できるので, 期間3の回路動作を調べるには図7の回路状態について検討すればよい.

そこで, 再び C の電荷に注目すると次式が成立する

$$\frac{d^2 q_c}{dt^2} + 2\zeta_c \omega_c \frac{dq_c}{dt} + \omega_c^2 q_c = -\frac{2E_f}{L_c} \dots\dots\dots(10)$$

時間の基準を t_2 にとり, $dq_c/dt=0, q_c=-CE_{CP}$ の初期条件で上式を解くと,

$$q_c = -2CE_f - \frac{C(E_{CP}-2E_f)}{\sqrt{1-\zeta_c^2}} e^{-\zeta_c \omega_c t} \sin(\omega_c \sqrt{1-\zeta_c^2} t + \phi_c) \dots\dots\dots(11)$$

したがって i_c は

$$i_c = \frac{E_{CP} - 2E_f}{\sqrt{1 - \zeta c^2}} \sqrt{\frac{C}{L_c}} e^{-\zeta \omega c t} \sin \omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} t \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。

期間3の持続時間を τ_3 とすると、 $t = \tau_3$ で $i_c = I_L$ であり、また一般に $\omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} \tau_3 \approx \pi$ であることに注意すると、(12)式から

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{E_{CP} - 2E_f}{\sqrt{1 - \zeta c^2}} \sqrt{\frac{C}{L_c}} e^{-\zeta \omega c \tau_3} \sin \omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} \tau_3 \\ &\approx E_d \{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \} \sqrt{\frac{C}{L_c}} \beta \sin \omega c \tau_3 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (13)$$

となる。したがって τ_3 は、

$$\tau_3 \approx \sqrt{L_c C} \left[\pi - \sin^{-1} \frac{\lambda}{\beta \{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \}} \right] \quad \dots\dots\dots (14)$$

となる。

Cの端子電圧 e_c は(11)式から求められ、次式のようにになる。

$$\begin{aligned} e_c &= -2E_f - \frac{E_{CP} - 2E_f}{\sqrt{1 - \zeta c^2}} e^{-\zeta \omega c t} \sin(\omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} t \\ &\quad + \phi_c) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (15)$$

期間3の終わりにおけるCの端子電圧を E_{c13} とすると、 E_{c13} は上式で $t = \tau_3$ において次式のように求められる。

$$\begin{aligned} E_{c13} &= -2E_f - \frac{E_{CP} - 2E_f}{\sqrt{1 - \zeta c^2}} e^{-\zeta \omega c \tau_3} \\ &\quad \sin(\omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} \tau_3 + \phi_c) \approx -2E_f - E_d \\ &\quad \{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \} \\ &\quad \beta \sin(\omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} \tau_3 + \phi_c) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (16)$$

$\zeta c^2 \ll 1$ では $\phi_c \approx \pi/2$ であり、また $\omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} \tau_3 > \pi/2$ であることに注意すれば、(16)式はさらにつぎのように近似される。

$$\begin{aligned} E_{c13} &\approx -2E_f + E_d \{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \} \\ &\quad \beta \cos \omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} \tau_3 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (17)$$

しかるに(13)式から

$$\sin \omega c \sqrt{1 - \zeta c^2} \tau_3 \approx \frac{\lambda}{\beta \{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \}}$$

であるから、これを(17)式に入れて整理すると、 E_{c13} は次式のようにになる。

$$E_{c13} = E_d [-2\alpha + \sqrt{\{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \}^2 \beta^2 - \lambda^2}] \quad \dots\dots\dots (18)$$

つぎに、この期間における負荷電圧 e_L を求めると、図7からわかるように

$$e_L = E_d + E_f = E_d (1 + \alpha) \quad \dots\dots\dots (19)$$

であり、 S_M にはDの順方向電圧降下 E_f が逆電圧とし

て加わる。すなわち、期間3は S_M が逆バイアスを受ける期間であって、このチョップ回路が安定に動作するには、(14)式で示される持続時間が S_M の順方向回復時間より大きいことが必要である。

さて、時刻 t_3 になると、期間2、期間3を通じて続いていた転流補助回路内の振動は停止し、回路内に一定の負荷電流 I_L が流れる期間4へ移る。

3.4 期間4 ($t_3 \leq t \leq t_4$) この期間には S_M は完全にオフ状態となり、回路状態は図8のように表わされる。負荷電流は転流補助回路をとおして流れるため、Cの端子電圧は電源電圧に向かって上昇する。

図8 期間4の回路状態

ここでは負荷電流は一定と仮定しているため、Cの端子電圧 e_c は、 t_3 を時間の基準にとると次式で表わされる。

$$\begin{aligned} e_c &= E_{c13} - \frac{I_L}{C} t = E_d [-2\alpha \\ &\quad + \sqrt{\{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \}^2 \beta^2 - \lambda^2}] \\ &\quad - \frac{\lambda E_d}{\sqrt{L_c C}} t \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (20)$$

そして、負荷電圧 e_{L4} は電源電圧からCの端子電圧と D_B の順方向電圧降下を引いたものであるから、

$$\begin{aligned} e_{L4} &= E_d [1 + \alpha \\ &\quad - \sqrt{\{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \}^2 \beta^2 - \lambda^2}] \\ &\quad - \frac{\lambda E_d}{\sqrt{L_c C}} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (21)$$

となる。

期間4は負荷電圧が減少して $-E_f$ となり、 D_F が導通を開始した時点で終わるから、持続時間 τ_4 は次式のようにになる。

$$\tau_4 = \frac{\sqrt{L_c C} [1 + 2\alpha - \sqrt{\{ (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3 + \beta) \}^2 \beta^2 - \lambda^2}]}{\lambda} \quad \dots\dots\dots (22)$$

3.5 期間5 ($t_4 \leq t \leq t_5$) 時刻 t_4 で負荷電圧が $-E_f$ となって D_F が導通するので、回路状態は図9のようにになる。そして、 D_F の順方向電圧降下のために、

図9 期間5の回路状態
⊗点の電位が $-E_f$ にクランプされるので、転流補助回路内で再び小振動が起こる。

すなわち、 C の電荷 q_c について再び次式が成立する。

$$\frac{d^2q_c}{dt^2} + 2\zeta\omega_c \frac{dq_c}{dt} + \omega_c^2 q_c = \frac{E_d - E_f - e_L}{L_c} = \frac{E_d}{L_c} \quad \dots\dots\dots(23)$$

時間の基準を t_4 に選べば、 $t=0$ で $dq_c/dt = I_L$ 、 $q_c = CE_d$ であるから、

$$q_c = CE_d + \frac{I_L}{\omega_c \sqrt{1-\zeta^2}} \varepsilon^{-\zeta\omega_c t} \sin\omega_c \sqrt{1-\zeta^2} t \quad \dots\dots\dots(24)$$

したがって i_c は、

$$i_c = -\frac{I_L}{\sqrt{1-\zeta^2}} \varepsilon^{-\zeta\omega_c t} \sin(\omega_c \sqrt{1-\zeta^2} t - \phi_c) \quad \dots\dots\dots(25)$$

となる。

期間5は、 i_c が時刻 t_5 で零となるまで続く。したがって持続時間 τ_5 は上式で $i_c=0$ において求められる。

$$\tau_5 = \frac{\phi_c}{\omega_c \sqrt{1-\zeta^2}} \approx \frac{\pi \sqrt{L_c C}}{2} \quad \dots\dots\dots(26)$$

表1 期 間 別 出 力 電 圧

	期間1	期間2	期 間 3	期 間 4	期間5	期間6
	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	τ_5	τ_6
持続時間	t_1	$\pi \sqrt{L_c C}$	$\sqrt{L_c C} \left[\pi - \sin^{-1} \frac{\lambda}{\beta \{ (1+\lambda \sqrt{\beta}) \}} \right]$ $\beta - \alpha (3+\beta) \}$	$\frac{\sqrt{L_c C} [1+2\alpha - \sqrt{\{(1+\lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3+\beta) \}^2 \beta^2 - \lambda^2}]}{\lambda}$	$\frac{\pi \sqrt{L_c C}}{2}$	$t_r - (\tau_1 \sim \tau_5)$
出力電圧	$E_d(1-\alpha)$	$E_d(1-\alpha)$	$E_d(1+\alpha)$	$E_d [1+\alpha - \sqrt{\{(1+\lambda \sqrt{\beta}) \beta - \alpha (3+\beta) \}^2 \beta^2 - \lambda^2}] - \frac{\lambda E_d}{\sqrt{L_c C}} t$	$-\alpha E_d$	$-\alpha E_d$

$$\alpha = \frac{E_f}{E_d} \quad \beta = \varepsilon^{-\frac{\pi \zeta c}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad \lambda = \frac{I_L}{E_d} \sqrt{\frac{L_c}{C}}$$

さらに、24式から C の端子電圧 e_c は、

$$e_c = E_d + \frac{I_L}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sqrt{\frac{L_c}{C}} \varepsilon^{-\zeta\omega_c t} \sin\omega_c \sqrt{1-\zeta^2} t \approx E_d (1 + \lambda \varepsilon^{-\zeta\omega_c t} \sin\omega_c \sqrt{1-\zeta^2} t) \quad \dots\dots\dots(27)$$

で表されるから、時刻 t_5 における C の端子電圧 E_{ct5} は次式となる。

$$E_{ct5} = E_d (1 + \lambda \varepsilon^{-\frac{\phi_c \zeta c}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\phi_c} \approx E_d (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \quad \dots\dots\dots(28)$$

この期間には、負荷電流は転流補助回路と D_F の両方をとおして供給されるが、転流補助回路の電流が振動的に減少して零となると、負荷電流はすべて D_F をとおして流れるようになって期間6へと移行する。

3.6 期間6 ($t_5 \leq t \leq t_r$) 28式が示すように $E_{ct5} > E_d$ であるため D_B はオフ状態となり、回路状態は図3のようになる。そしてこの状態がつぎの動作周期で S_M が点弧されるまで続く。 C の電圧は28式の値を保持しており、これがつぎの周期で初期電圧となる。すなわち、

$$E_{co} = E_d (1 + \lambda \sqrt{\beta}) \quad \dots\dots\dots(29)$$

定常作動時においては、一動作開始前の C の電圧は終了後の電圧と等しいので、9式以下においては、簡単化のため、この関係を既知のものとして使用した。

なお、この期間の負荷電圧 e_L は、 D_F の順方向電圧降下のため $-E_f$ となる。

4. 出力特性

前章では補助サイリスタ転流形チョップ回路の動作を主として転流動作の面から解析したが、ここでは、その結果をもとにして、定常作動状態における出力特性について検討を加えることにする。

さて、前章の解析結果から、各期間ごとの負荷電圧と持続時間を表にまとめると、表1が得られる。この

表をもとに、出力電圧の平均値を求めるとつぎのようになる。

$$E_L = \frac{1}{t_r} \left[E_d(1-\alpha)(\tau_1 + \tau_2) + E_d(1+\alpha)\tau_3 + \int_0^{\tau_4} e_{L4} dt - \alpha E_d(\tau_5 + \tau_6) \right] = \frac{1}{t_r} \left[E_d(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) - \alpha E_d(\tau_1 + \tau_2 - \tau_3 + \tau_5 + \tau_6) + \int_0^{\tau_4} e_{L4} dt \right] \quad \text{..... ㉔}$$

ところで、

$$\begin{aligned} \int_0^{\tau_4} e_{L4} dt &= \int_0^{\tau_4} \left[E_d \left[1 + \alpha - \sqrt{\{(1+\lambda\sqrt{\beta})\beta - \alpha\}} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\lambda E_d}{\sqrt{L_C C}} t \right] \right] dt \\ &= E_d \left[1 + \alpha - \sqrt{\{(1+\lambda\sqrt{\beta})\beta - \alpha\}} \right. \\ &\quad \left. \frac{(3+\beta)\beta^2 - \lambda^2}{2\sqrt{L_C C}} \tau_4^2 - \frac{\lambda E_d}{2\sqrt{L_C C}} \tau_4^2 \right] \\ &= \frac{E_d \sqrt{L_C C} \left[1 + 2\alpha - \sqrt{\{(1+\lambda\sqrt{\beta})\beta - \alpha\}} \right. \\ &\quad \left. \frac{(3+\beta)\beta^2 - \lambda^2}{2} \right] - \alpha E_d \tau_4}{2\lambda} \end{aligned}$$

であるから、これを ㉔ 式に代入し、さらに $\tau_1 \sim \tau_6$ に表 1 の値を入れて整理すると、

$$\begin{aligned} E_L &= \frac{1}{t_r} \left[\left\{ E_d \left[t_1 + \sqrt{L_C C} \left\{ 2\pi - \sin^{-1} \frac{\lambda}{\beta \{(1+\lambda\sqrt{\beta})\beta - \alpha(3+\beta)\}} \right\}} \right] - \alpha E_d(t_r - 2\tau_3) \right. \right. \\ &\quad + \frac{E_d \sqrt{L_C C} \left[1 + 2\alpha - \sqrt{\{(1+\lambda\sqrt{\beta})\beta - \alpha\}} \right.}{2\lambda} \\ &\quad \left. \left. \frac{(3+\beta)\beta^2 - \lambda^2}{2} \right] \right\} \approx \frac{t_1}{t_r} E_d - \alpha E_d \\ &\quad + \frac{E_d \sqrt{L_C C} \left[\left\{ 2\pi - \sin^{-1} \frac{\lambda}{\beta \{(1+\lambda\sqrt{\beta})\beta - \alpha\}} \right\} \right.}{t_r} \\ &\quad \left. \left. \frac{(3+\beta)\beta^2 - \lambda^2}{2} \right] \right\} + \frac{\left[1 + 2\alpha - \sqrt{\{(1+\lambda\sqrt{\beta})\beta - \alpha\}} \right.}{2\lambda} \\ &\quad \left. \left. \frac{(3+\beta)\beta^2 - \lambda^2}{2} \right] \right\} \right] \quad \text{..... ㉕} \end{aligned}$$

となる。

㉕ 式において、 t_r は点弧制御回路から供給されるオンパルスの周期であり、 t_1 はオンパルスとオフパルスの時間間隔であるから、第 1 項は外部から直接制御される部分を表わす。また、第 2 項はサイリスタやダイオードによる電圧降下部分で、パルス間隔や負荷電流に関係なく一定値をとる。そして、この値は現在実用に供されている電力用素子では 1~1.5V である。さらに、第 3 項は転流補助回路の影響を表わす部分であって、負荷電流の大きさや、動作周期によって変化する。

そこで、第 3 項をさらに検討すると、[[ ]] 中の第 1

図10 負荷電流による出力電圧の変動（計算値）

項は、オフパルスが S_C に加えられてから、 S_M がターンオフするまでの遅れ時間の変動による電圧変動分で、負荷電流すなわち λ の増加に対して図10の曲線①のように減少する特性を示す。しかし、前章で述べたことからわかるように、回路動作が円滑に行なわれるためには、予想される最大の負荷電流に対しても $\lambda < 1$ であることが必要であり、実用回路では安全を見越して $\lambda < 0.5$ になるように転流補助回路を設計するから、この電圧変動分が出力電圧中に占める割合はきわめて少なくなり、実際上無視してさしつかえない。

一方、[[ ]] 中の第 2 項は、 S_M がターンオフした後で負荷側に現われる C の残留電圧、すなわち期間 4 における三角波電圧の影響で起こる電圧変動分を表わしており、図10の曲線②が示すように、 λ の増加に対してほぼ反比例して変化する。そのため、補助サイリスタ転流形チョップ回路の出力電圧の負荷特性は、負荷電流に対して下降特性を示すことになる。そして、㉕ 式が示すように、これらの電圧変動分は動作周期 t_r に反比例する。したがって、応答速度を高め、平滑リアクトルを小形にするために、動作周波数を必要以上に高めることは電圧変動率の面から考えるとあまり好ましくない。

図11は、 $L_C = 40\mu H$ 、 $C = 4\mu H$ 、 $\beta = 0.8$ 、 $E_d = 35V$ 、 $E_f = 0.9V$ の定数をもつ実験回路を $t_r = 2mS$ ($f_r = 500Hz$) で駆動した場合の特性（実線）と、㉕ 式による計算値（点線）を示す。図からもわかるように両者は良好な一致を示し、本解析結果の妥当性を裏付けている。

また図12は点弧制御回路から加えられるパルス間隔の比 t_1/t_r に対する制御特性を示したもので、一定の

図11 実験回路の出力特性

図12 実験回路の制御特性

負荷電流のもとではきわめて直線性がすぐれていることを示す。

5. む す び

以上補助サイリスタ転流形チョツパ回路の動作を解析し、出力特性を定量的に求めた。その結果、補助サイリスタ転流形チョツパ回路の出力電圧は、点弧制御回路より供給されるオンパルスとオフパルスの時間比 t_1/t_r で一義的に定まる部分、回路素子による内部降下分、および転流補助回路の影響分に分けられ、出力電圧変動はこの最後の部分に大きく依存し、その大きさが繰り返し周期に反比例することが明らかになっ

た。しかし、図11、図12にみられるように、この電圧変動はわずかであり、制御特性の直線性がすぐれていることを考慮すれば、この変動分を点弧制御回路へ負帰還することによって、容易に特性の改善を計ることができる。

サイリスタ・チョツパ回路の応用面は非常に広く、船舶においても単なる電圧変換のみではなく、直流電動機速度制御、誘導電動機速度制御、逆変換装置の電圧制御など今後ますます用途が広がり、また容量も大きくなってゆくものと考えられる。

文 献

- (1) F. W. Gutzwiller, et al. Controlled Rectifier Manual, 1st edition (1960)—東芝訳；シリコン制御整流器便覧
- (2) A. Wolski. Siemens Z., No. 6, p. 623 (1965)
- (3) B. S. Hender. Electronics and Power, No. 8, p. 250 (1964)
- (4) F. G. Turnbull. IEEE Trans Commu. and Electronics, Vol. 82, No. 64, p. 458 (1963)
- (5) W. McMurray. IEEE Trans Commu. and Electronics, Vol. 83, No. 71, p. 198 (1964)
- (6) 松村. 電気学会誌, Vol. 86, No. 928, p. 124 (1966)

〔質 疑 応 答〕

質問者 東京都立大学工学部 塩谷巳律雄

〔質 問〕 サイリスタ・チョツパを直流電動機のような逆起電力を発生する負荷に対して適用する場合、動作条件によっては転流コンデンサが充分充電されず、主サイリスタの消弧が困難となって動作安定度のうえでしばしば問題となるが、これに対してはどのような対策を考慮しているか。

〔回 答〕 サイリスタ・チョツパが安定に動作するためには、主サイリスタの転流動作が常に確実に行なわれなければならない。このためには一周期間の動作が完了した時点で、転流コンデンサ C がはじめの状態まで確実に再充電されることが必要である。ご指摘のように直流電動機を負荷とするときは、電動機が軽負荷でしかも高速の場合とか、速度を急激に低下させるような場合には負荷電流がきわめて小さくなったたり、あるいは断続電流の状態になったりすると、 C の充電が不完全になって転流失敗の危険が生じる。そこで筆者は下図に示すサイリスタ S_A 、抵抗 R_A 、およびリアクトル L_A で構成された補充回路を付加することによってこの難点を解決することができた。すなわちサイリスタ S_A は主サイリスタ S_M と同時に点弧され、もし C の充電が不完全であれば②点の電位は①点の電位に対して正となっているため、 S_A は導通して C と L_A との共振によって振動電流が生じて充電され

る。反対に C が完全に充電されていれば、②点は③点に対して負電位となるため S_A は導通しない。

なお S_A と S_C が同時にオン状態になると回路短絡になるから、 L_A として転流リアクトル L_C の一部を利用すると L_C が単巻変圧器として働き、 S_A が導通している期間に S_C が点弧しても、 S_A は強制的にターン・オフされて回路短絡を防ぐことができる。

質問者 川崎重工業 柴田福夫

〔質問 1〕 この system の apply (特に motor control) で、周波数の最高限界はどの程度か。

〔質問 2〕 船への apply. Induction motor control において、具体的にどの程度の効率となるか、またどのような回路とすべきか。概念的で結構です。

〔回答 1〕 サイリスタ・チョップ回路を直流電動機速度制御用電源として使用する場合、制御性能の向上を目的として動作周波数を高くすることが考えられる。この場合、周波数上限は第一にサイリスタの特性によって限定される。現在実用に供されている電力用素子は、そのターン・オフ時間からほぼ 10Hz が限度と考えられるが、さらに高周波領域で動作させる際には、スイッチング損失の増大と素子内の局所的な過熱現象などのために相当容量低減を行なわねばならないので、経済的な面で動作周波数を限度いっぱいまで高めることは必ずしも有効ではないこと、第二には対象とする電動機の時定数がチョップ回路のそれに比べて著しく大きいから、制御の面からはあまり動作周波数を高くしてもさほど意味がないこと、さらに第三の点としては本論文で述べたように、チョップ回路を他励直流電動機に適用した場合、出力電圧の変動分のうち、一部は動作周期に反比例するので、動作周波数を高めるほど電圧変動率は大きくなる。以上種々の点から、特別な場合を除いて動作周波数を 5KHz 以上にとる必要はなく、さらに実際の装置を作成するときの諸条件

を考慮すれば、 2KHz 以下でも十分と思われる。

〔回答 2〕 サイリスタ・チョップ回路はその動作からみて一種の直流変圧器と考えられるもので、直流電源によって駆動される機器に適用されるものであり、電気機械については直流機への利用が一般的で、質問中の誘導機速度制御用として直接利用することは困難ではないかと考えられる。サイリスタ・チョップ回路の特長としては主回路構成がきわめて簡単であることと制御性能のすぐれている点あげられる。応用面を電源用機器と制御用機器の二つに分けて考えれば、電源用としてはサイリスタの単一素子容量が 1500V 、 300A 程度まで実用化されており容量的には問題がなく、またすでに鉄鋼関係の機器として苛酷な負荷条件で使用される設備に採用されて十分その性能を発揮している現状では、船舶用機器としての利用は時間の問題と考えられる。したがって、直流電気推進設備をはじめ、揚貨機、揚錨機、係船設備、舵取装置などあらゆる直流機への適用が可能で、この場合従来機器に比べて効率は数%程度の上昇を期待できるものと思われる。また制御機器としては従来使用されている磁気増幅器などはすべてサイリスタ・チョップに置き換えが可能で、しかも性能の向上を期待できる。その他自動制御系の一環としての広い利用が考えられる。

質問者 神戸商船大学 武田幸男

〔質問〕 I_{CP} の計算値は、平均負荷電流よりかなり大きいと思いますが、このための補助サイリスタの容量が増大するということはありませんか。

〔回答〕 筆者の実験回路では、制御周波数を 500Hz にとっているから主サイリスタ S_M の導通時間は約 2msec 程度であり、これに対して転流に要する時間が約 $40\mu\text{sec}$ 以下であるから、導通時間の比はほぼ 2×10^{-2} で、平均電流容量で考えた場合、補助サイリスタ S_C の容量は S_M に比べてきわめて小さくてよいことになる。また設計上負荷電流 I_L と転流補助回路における尖頭電流 $E_a \sqrt{C/L_C}$ の比 λ が、つねに 1 より小さくなければ転流不能となるが、筆者の実験ではさらに余裕をみて $\lambda < 0.5$ に設計しているから、尖頭電流値の耐量が 2 ~ 3 倍と考えられるが、実際には通電時間が非常に短いためそれほど大きくする必要はなく、したがって補助サイリスタの容量はきわめて小さいもので十分と考えられる。