

# 可変時比率制御形並列インバータ (第2報)

## — 誘導性負荷 —

長尾道彦\* 東 克彦\*

### Variable Time Ratio Control Parallel Inverter with Inductive Load

by

Michihiki NAGAO katsuhiko HIGASHI

(Electrical Engineering)

The previous paper has discussed variable time ratio control (TRC) inverter with resistance load. In this paper, the characteristics of TRC inverter with inductive load are considered and the design method of the commutating elements (i. e. a commutating reactor  $L_c$  and a commutating capacitor  $C_c$ ) are introduced for the inductance load.

The turn-on and turn-off operations of the silicon-controlled rectifier (SCR) which modes are important for the design of the inverter analysed. The commutating elements are selected to minimize a trapped energy in the  $L_c$  by the first peak value of the input current following the turn-on of main SCR.

Further, the values of  $L_c$  and  $C_c$  obtained by this method are compared with the values by McMurray-Shattuck.

#### 1. まえがき

前回<sup>1)</sup>抵抗負荷を持つ可変時比率制御形並列インバータ (今後これを TRC インバータと呼ぶことにする) について報告したが, 今回は誘導性負荷を持つ場合について考察する.

一般に, インバータが純誘導性負荷 (負荷力率零) 時に安定に動作すれば他のいかなる誘導性負荷に対しても安定に動作するという見地から, TRC インバータの転流素子の設計法を純誘導性負荷に対して与え, これをもとに転流素子を決定し実験を行う.

実験の結果, この方法で設計したインバータは完全に動作するが, 変圧器の漏れインダクタンスのためパラメータ  $x$  の値が設計時の値と違ってくる. 実際の設計に際しては, 漏れインダクタンスを十分考慮する必要がある.

TRC インバータの転流方法は, 抵抗分が変化 (インダクタンス分は一定) し負荷力率が変わっても, 又電源電圧が変化しても, ほとんど主 SCR の逆バイア

ス時間は変化しないという特長を持っている.

#### 2. 回路方式と動作特性

##### (2.1) 回路方式と仮定

Fig. 1 が TRC インバータの基本回路である. SCR<sub>3</sub> は転流用で主 SCR<sub>1</sub>, SCR<sub>2</sub> をターンオフさせ, その時の逆バイアス時間はコンデンサ  $C_c$ , 抵抗  $R_c$  および負荷条件で決定され,  $L_c$  は主 SCR がターンオンした時の突入電流を制限し, 転流用 SCR<sub>3</sub> のターンオフ素子でもある.

動作解析を簡易化するため以下の仮定を設ける.

- (1) 変圧器は理想変圧器で各巻線間の比は  $1 + 1 : 1$  である.
- (2) 直流電源側インピーダンスは零とする.
- (3) 各ダイオードおよび SCR の順方向抵抗は零で逆方向抵抗は無限大, 即ちターンオン・オフ特性は理想的とする.
- (4)  $L_c$  は負荷インダクタンス  $L$  より十分小さい.

\* 電気工学教室

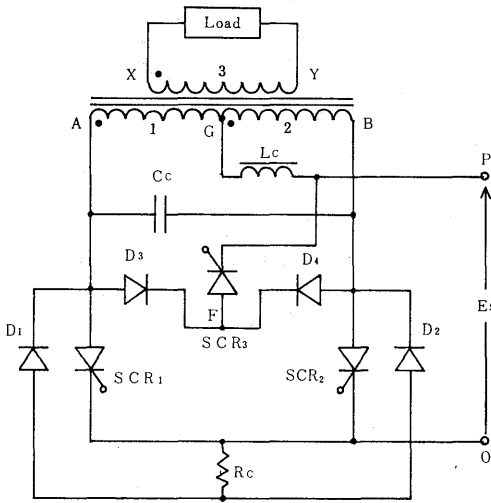


Fig. 1 Variable time ratio control invertet circuit.

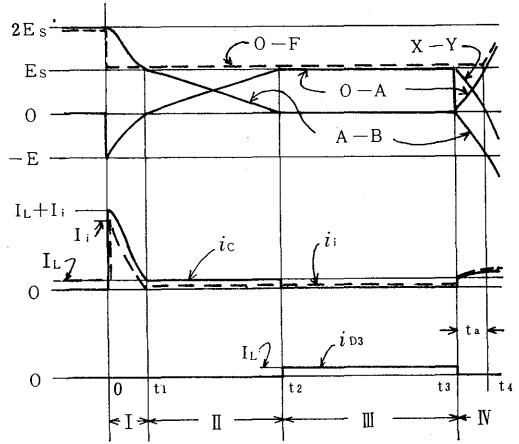


Fig. 2 Waveforms with inductive load  
IV : Scale reduction.

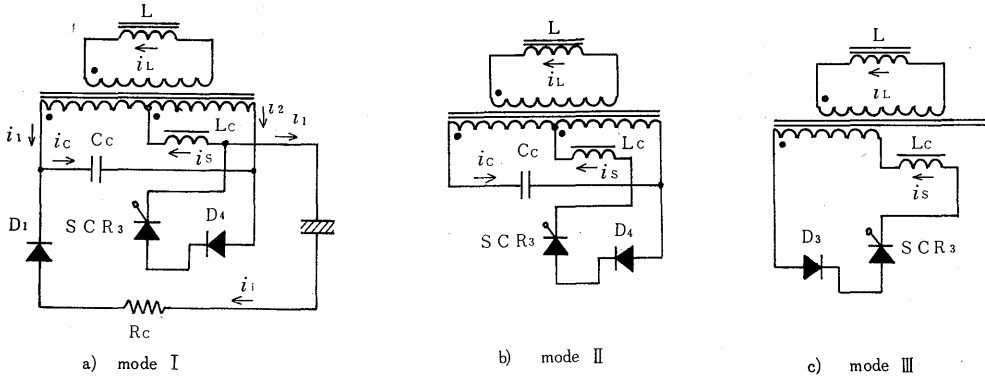


Fig. 3 Circuits of mode I, II & III.

(2.2) 回路動作

一方の主SCRが導通している状態から考えて、SCR3がターンオンして主SCRがターンオフし、次に非導通の主SCRがターンオンしてSCR3がターンオフするまでの動作は、四つの状態よりなる。この時の各部電圧電流波形を Fig. 2 に示す。ただし Fig. 2 は、主SCRのターンオンが状態(Ⅲ) (この状態が生じている時間  $(t_3 - t_2)$  は動作周波数によって決まる) で起った場合を示している。もちろん周波数を高くして状態(Ⅱ)で主SCRがターンオンした場合は、状態(Ⅲ)は生ぜず状態(Ⅳ)へ直ちに移行する。

各状態における等価回路を Fig. 3, 4 に示す。図示の電流の方向を正とする。

以下この節では誘導性負荷の動作を四つの状態別に

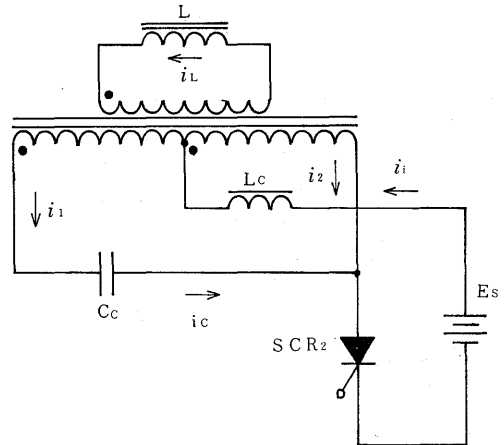


Fig. 4 Circuit of mode IV.

説明する。

状態 (I) SCR<sub>1</sub> が導通状態にある時、時間零でSCR<sub>3</sub> をターンオンしてSCR<sub>1</sub> がターンオフする時間 t<sub>1</sub> までを状態 (I) とする、

SCR<sub>1</sub> が導通している時、転流コンデンサ C<sub>0</sub> には電源電圧 E<sub>s</sub> の2倍の電圧が充電されており、SCR<sub>3</sub> をターンオンすると充電電圧 V<sub>BA</sub> はダイオード D<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>-E<sub>s</sub>-R<sub>G</sub>-D<sub>1</sub> と D<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>-L<sub>0</sub>-巻線1の各素子を通して放電する。前者の放電は充電電圧が E<sub>s</sub> と等しくなるまで続き、その時間 t<sub>1</sub> がSCR<sub>1</sub> の逆バイアス時間を与える。

状態 (II) 時間 t<sub>1</sub> から残りの充電電圧 V<sub>BA</sub> が E<sub>s</sub> の値より巻線1を通し放電し、V<sub>BA</sub> が零になる時間 t<sub>2</sub> までを状態 (II) とする。

状態 (III) 時間 t<sub>2</sub> で V<sub>BA</sub> が零になると負荷に蓄えられたエネルギーが巻線1-D<sub>3</sub>-SCR<sub>3</sub>-L<sub>0</sub> を通して循環電流 i<sub>D3</sub> となって流れ、次にSCR<sub>2</sub> がターンオンする時間 t<sub>3</sub> までを状態 (III) とする。

状態 (IV) 時間 t<sub>3</sub> でSCR<sub>2</sub> をターンオンした後SCR<sub>3</sub> がターンオフし、帰還ダイオードD<sub>2</sub> がオンするまでを状態 (IV) とする。ただし、Fig. 2にはSCR<sub>3</sub> がターンオフするまでを描いている。SCR<sub>2</sub> がターンオンすればSCR<sub>3</sub> のカソードPの電位はE<sub>s</sub> の値になり、アノードFの電位は点Aと同じで、零よりC<sub>0</sub>の充電とともに上昇していき、V<sub>BA</sub> が-E<sub>s</sub>に等しくなる時間をt<sub>4</sub>とする。この間(t<sub>4</sub>-t<sub>3</sub>)をSCR<sub>3</sub>の逆バイアス時間t<sub>a</sub>とする。

### 3. 状態 (I), (IV) の解析

インバータを設計する場合、一番重要な点は、与えられた条件のもとで完全にSCRが転流動作を行うよう設計することである。そのためにはSCRのターンオン・オフ時の特性を解析する必要がある。

TRCインバータではターンオン・オフ動作を行う状態は(I)と(IV)であり、状態(II)と(III)は設計という立場からは重要な役割を演じない。以上の理由により、まえがきで述べた立場から純誘導負荷を持つ場合の状態(I)と(II)を解析する。

#### (3.1) 状態 (I) の解析

Fig. 3 (a) より回路方程式は

$$i_{I1} = i_{IL} + i_{I2} = i_{IC} - i_{I1} \dots\dots\dots (1)$$

$$i_{IS} = i_{I0} + i_{I2} - i_{I1} \dots\dots\dots (2)$$

$$\left. \begin{aligned} qI/Cc &= Rci_{I1} + Es \\ &= L_0 di_{IS}/dt + L di_{IL}/dt \\ &= 2L di_{IL}/dt \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

となり、初期値  $i_{IL}(+0) = I_L$ ,  $V_{BA}(+0) = 2E_s$  を考慮して解くと以下の解が得られる。

$$qI = e^{-\alpha t} (2C_0 E_s \cos \beta t - I_L / \beta \cdot \sin \beta t) \quad (4)$$

$$i_{IC} = e^{-\alpha t} \{ I_0 \cos \beta t - (\alpha / \beta \cdot I_L - \beta / \alpha \cdot I_L) \sin \beta t \} \quad (5)$$

$$i_{II} = 2e^{-\alpha t} (I_1 \cos \beta t - \alpha / \beta \cdot I_L \sin \beta t) - I_1 \quad (6)$$

$$i_{IL} = 2L_0/L \cdot e^{-\alpha t} \{ (\beta / \alpha \cdot I_1 + \alpha / \beta \cdot I_L) \sin \beta t - (I_1 - I_L) \cos \beta t + I_L (1 - L_s/L) + 2L_0/L \cdot I_1 \} \quad (7)$$

$$i_{I2} = (1 - 2L_0/L) \left[ I_1 - I_L - e^{-\alpha t} \{ (I_1 - I_L) \cos \beta t - (\beta / \alpha \cdot I_1 + \alpha / \beta \cdot I_L) \sin \beta t \} \right] \quad (8)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= I_L + I_1, \quad I_1 = E_s/R_G \\ \alpha &= \alpha_i/2 = 1/2R_G C_0, \quad \beta = \sqrt{\omega^2 - \mu_i^2}/2 \\ \omega^2 &= (1/L_0 + 1/L)/C_0 = \omega_C^2 + \omega_L^2 \\ \omega_C^2 &= 1/L_0 C_0, \quad \omega_L^2 = 1/LC_0 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

SCR<sub>1</sub> の逆バイアス時間 t<sub>1</sub> は C<sub>0</sub> の充電電圧 V<sub>BA</sub> が E<sub>s</sub> に等しくなる時間、あるいは電源への逆電流 i<sub>II</sub> が零になる時間であるから (6) 式により以下の各式が得られる。

1)  $R_G > \sqrt{LL_0/C_0(L_0+L)}$  のとき

$$\begin{aligned} i_{II} &= I_1 \{ 2e^{-\alpha t} (\cos \beta t - \alpha / \beta \cdot I_L / I_1 \cdot \sin \beta t) \\ &\quad - 1 \} = I_1 \{ 2e^{-\alpha t} \sin(\varphi - \beta t) - \sin \varphi \} / \sin \varphi \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{ただし } \varphi = \sin^{-1} \beta / \sqrt{(\alpha y)^2 + \beta^2} \quad (11)$$

$$y = I_L / I_1 \quad (12)$$

となり逆バイアス時間 t<sub>1</sub> は次式を満足する。

$$2 \sin(\varphi - \beta t_1) = e^{\alpha t_1} \sin \varphi \quad (13)$$

2)  $R_G = \sqrt{LL_0/C_0(L_0+L)}$  のとき

$\beta = 0$  であるから

$$i_{II} = I_1 \{ 2e^{-\alpha t} (1 - \alpha y t) - 1 \}$$

となり t<sub>1</sub> は次式を満足する。

$$2(1 - \alpha y t_1) = e^{\alpha t_1} \quad (14)$$

3)  $R_G < \sqrt{LL_0/C_0(L_0+L)}$  のとき

$$\beta = j\beta' \quad (15)$$

$$\beta' = \sqrt{\alpha^2 - \omega^2/4} \quad (16)$$

を (3) 式に代入することにより

$$i_{II} = I_1 \{ 2e^{-\alpha t} (\cos h \beta' t - \alpha / \beta' \cdot y \cdot \sin h \beta' t) - 1 \} \quad (17)$$

となるが、さらに (17) 式を三つの場合に分け考察する。

①  $y > \beta'/\alpha$  のとき

$$i_{11} = I_1 \{ 2e^{-\alpha t} \sin h(\varphi' - \beta' t) - \sin h \varphi' \} / \sin \varphi' \quad (18)$$

ただし

$$\varphi' = \sin h^{-1} \beta' / \sqrt{(\alpha y)^2 - \beta'^2} \quad (19)$$

となり  $t_1$  次式を満足する.

$$2 \sin h(\varphi' - \beta' t_1) = e^{\alpha t_1} \sin h \varphi' \quad (20)$$

②  $y = \beta'/\alpha$  のとき

$$i_{11} = I_1 \{ 2e^{-\alpha(1-y)t} - 1 \}$$

となり

$$\alpha t_1 = 0.693/(1+y) \quad (21)$$

③  $y < \beta'/\alpha$  のとき

$$i_{11} = I_1 \{ 2e^{-\alpha t} \cos h(\varphi' - \beta' t) - \cos h \varphi' \} / \cos h \varphi' \quad (22)$$

$$\text{ただし } \varphi' = \sin h^{-1} \alpha y / \beta'^2 - (\alpha y)^2 \quad (23)$$

となり  $t_1$  は次式より求められる.

$$2 \cos h(\varphi' - \beta' t_1) = e^{\alpha t_1} \cos h \varphi' \quad (24)$$

### (3.2) 状態 (IV) の解析

Fig. 4 の等価回路より次の回路方程式が成立つ.

$$\left. \begin{aligned} i_{1V1} &= i_{1V0} + i_{1V2} \\ i_{1V2} &= i_{1V} - i_{1V1} = i_{1V0} - i_{1V1} \\ E_s &= L_0 di_{1V1}/dt - L di_{1V1}/dt \\ q_{1V}/C_0 &= -2L di_{1V1}/dt \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

初期値を  $q_{1V}(+0) = 0$ ,  $i_{1V}(+0) = I_L$  とし (25) 式を解くと

$$q_{1V} = 2 \{ -L/(L_0 + L) \cdot C_0 E_s \cos(\omega/2 \cdot t) + I_L/\omega \cdot \sin(\omega/2t) + L/(L_0 + L) \cdot C_0 E_s \} \quad (26)$$

$$i_{1V0} = E_s/\omega L_0 \cdot \sin(\omega/4 \cdot t) + I_L \cos(\omega/2 \cdot t) \quad (27)$$

$$i_{1V1} = I_L \{ 1 + (L_0 - L_0 + L) \} \cos(\omega/2 \cdot t) + 2E_s/\omega (L_0 + L) \times \sin(\omega/2 \cdot t) - E_s/(L_0 + L) \cdot t - I_L(L_0 - L)/(L_0 + L) \quad (28)$$

$$i_{1V2} = 2L/(L_0 + L) \cdot I_L \cos(\omega/2 \cdot t) + 2E_s/\omega \{ 1/L_0 - 1/(L_0 + L) \} \times \sin(\omega/2 \cdot t) + (L_0 - L)/(L_0 + L) \cdot I_L + E_s/(L_0 + L) \cdot t \quad (29)$$

となる. ただし  $\omega$  は (9) 式の  $\omega$  と同じである.

転流用 SCR<sub>3</sub> の逆バイアス時間  $t_a$  は

$$-L di_{1V1}/dt = E_s/2 \quad (30)$$

なる条件および (28) 式より

$$\sin(\omega/2 \cdot t_a) - E_s/\omega L_0 I_L \cos(\omega/2 \cdot t_a) + (1/\omega L_0 L - \omega C_0/2I_L) E_s = 0 \quad (31)$$

を満足し, これに仮定 (4) の条件より  $\omega = \omega_c$  となるから (31) 式は

$$\sin \frac{\omega_c}{2} t_a - \frac{E_s}{I_L} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \cos \frac{\omega_c}{2} t_a + \frac{E_s}{2I_L} \times \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} = 0 \quad (31)$$

となり, ここで

$$x = \frac{E_s}{I_L} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \quad (32)$$

とすると (31') 式は次のようになる.

$$\sin \left( \frac{\omega_c}{2} t_a - \theta \right) = -\frac{x}{2\sqrt{1+x^2}}$$

ゆえに

$$\omega_c t_a = 2 \left( \sin^{-1} \frac{x}{\sqrt{1+x^2}} - \sin^{-1} \frac{x}{2\sqrt{1+x^2}} \right) \equiv g(x) \quad (33)$$

ただし

$$\theta = \sin^{-1} x / \sqrt{1+x^2} \quad (34)$$

これより  $t_a$  は求まる.

仮定 (4) と  $di_{1V1}/dt = 0$  なる条件のもとに  $i_{1V1}$  のピーク値  $i_{1p}$  とピーク値になる時間  $t_p$  を (29) 式より求める.

$$di_{1V1}/dt = \omega_c I_L \{ \sin(\omega_c/2 \cdot t_p - x \cos(\omega_c/2 \cdot t_p)) = 0$$

$$\therefore t_p = \frac{2}{\omega_c} \tan^{-1} x \quad (35)$$

ゆえに  $i_{1p}$  は (35) 式を (29) 式に代入して

$$i_{1p} = I_L (2\sqrt{1+x^2} - 1) \quad (36)$$

$$\therefore \frac{i_{1p}}{I_L} = 2\sqrt{1+x^2} - 1 \equiv f(x) \quad (37)$$

となりこの時  $L_0$  に蓄えられるエネルギーは

$$W_e = L_0 i_{1p}^2/2 = L_0 I_L^2 f^2(x)/2 \quad (38)$$

$$\therefore \frac{W_e}{E_s I_L t_a} = \frac{f^2(x)}{2xg(x)} \equiv h(x) \quad (39)$$

無負荷の時は  $I_L = 0$  で, (29) 式に代入すると

$$i_{10} = 2E_s/\omega_c L_0 \cdot \sin(\omega_c/2 \cdot t) \quad (40)$$

となるから (33) ~ (36) 式に相当する式は

$$\omega_c t_{a0} = 4/3 \cdot \pi, \quad t_{a0} = 2\pi t_a/3g(x) \quad (33')$$

$$\omega_c t_{p0} = \pi, \quad t_{p0} = \pi t_a/g(x) \quad (35')$$

$$i_{p0} = 2E_s/\omega_c L_0, \quad i_{p0}/I_L = f_0(x) = 2x \quad (37')$$

$$W_{e0} = 2C_0 E_s^2 \quad (38')$$

$$h_0(x) = W_e/E_s I_L t_{a0} = 3/2\pi \cdot x \quad (39')$$

となる.

## 4. TRC インバータの転流素子の設計法

### (4.1) $R_c, C_c$ の決定

設計に当っては, 最大電源電圧  $E_{sc}$ , 最大負荷電流  $I_L$ . および主 SCR のターンオフ時間  $t_{off}$  より大きい逆バイアス時間  $t_{10}$  が与えられる.  $t_{10}$  は十分小さい値なので,  $R_c, C_c$  の値は (13), (14), (21),

(24) の各式の第1近似式を用いて決定することが出来る。

仮定(4)と(32)式より

$$x_0 = E_{d0} C_c / I_{L0} \sqrt{L_c C_c} = \omega / 2\alpha y_0$$

$$\therefore \omega_c = 2\alpha x_0 y_0 \quad (41)$$

ただし

$$y_0 = I_{Lc} / I_{i0} = I_{L0} R_c / E_{s0} \quad (42)$$

(41)式を用いて逆バイアス時間  $t_{10}$  を各条件に従って求める。

$$1)' R_c = \sqrt{L L_c / C_c (L_c + L)} = \sqrt{L_c / C_c}$$

$$= E_{s0} / I_{L0} x_0$$

$$\therefore y_s < 1/x_0 \quad (43)$$

この時(13)式より

$$2(\varphi - \beta t_{10}) = (1 + \alpha t_{10}) \varphi$$

$$\therefore t_{10} = \varphi / (\alpha \varphi + 2\beta) \quad (44)$$

(9), (41)式より

$$\beta = \alpha \sqrt{(x_0 y_0)^2 - 1} \quad (45)$$

$$\therefore \alpha t_{10} = \frac{\varphi}{\varphi + 2\sqrt{(x_0 y_0)^2 - 1}} \quad (46)$$

(45), (11)式より

$$\varphi = \sin^{-1} 1 / \sqrt{y_0^2 / ((x_0 y_0)^2 - 1) + 1} \quad (47)$$

$$2)' R_c = \sqrt{L_c / C_c} \text{ 即ち } y_0 = 1/x_0 \quad (48)$$

のとき(41)式より

$$\alpha t_{10} = \frac{1}{1 + 2y_0} \quad (49)$$

$$3)' R_c < L_c / C_c \text{ 即ち } y_s < 1/x_0 \quad (50)$$

のとき(16), (41)の両式より

$$\beta' = \alpha \sqrt{1 - (x_0 y_0)^2} \quad (51)$$

となる。

①'  $y_0 > \beta' / \alpha$  のとき(51)式よりこの条件式は次のようになる。

$$y_0 < 1 / \sqrt{1 + x_0^2} \quad (52)$$

(20)式より

$$\alpha t_{10} = \frac{\varphi'}{\varphi' + 2\sqrt{1 - (x_0 y_0)^2}} \quad (53)$$

ただし(19), (51)式より

$$\varphi' = \sin^{-1} 1 / \sqrt{y_0 / (1 - x_0 y_0)^2 - 1} \quad (54)$$

$$\textcircled{2}' y_0 = \beta' / \alpha \text{ 即ち } y_0 = 1 / \sqrt{1 + x_0^2} \quad (55)$$

のときは(21)式より

$$\alpha t_{10} = \frac{0.693}{1 + y_0} \quad (56)$$

$$\textcircled{3}' y_0 < \beta' / \alpha \text{ 即ち } y_0 < 1 / \sqrt{1 + x_0^2} \quad (57)$$

のときは, (24)式の第1近似をとると  $\beta' t_{10}$  の項が無視されるため誤差が大きくなるので, (24)式

のかわりに(22)式の第1近似をとり,  $i_{H1} = 0$  より

$$2(1 - \alpha y_0 t_{10}) = 1 + \alpha t_{10}$$

$$\therefore \alpha t_{10} = \frac{1}{1 + 2y_0} \quad (58)$$

が得られる。

(58)式は  $2)' y_0 = 1/x_0$  の(49)式と同じであるため,  $y_0 \leq 1/x_0$  のときの  $\alpha t_{10}$  は(58)式で一括して表わすことが可能である。(53)式と(58)式を比較すると, (58)式の値の方が小さい。又(56)式と(58)式とを比較すると, (56)式の方が大きい, これらの差は小さく無視出来る。

$R_c, C_c$  の各値は上の三つの条件に従って(46), (58)式で与えられる。主SCRおよび転流用SCRがターンオンしたさい, 帰還ダイオードを通して電源へリアクティブパワーを帰還する場合, これが  $R_c$  で熱として消費され好ましくない。又  $R_c$  が大きくなると主SCRターンオン時の出力波形が非常に悪化する。このことから  $R_c$  はできるだけ小さい方がよいが, 小さすぎると  $C_c$  の値が逆に大きくなるので  $R_c$  は通常1オーム前後に選び  $C_c$  を決定する。

#### (4.2) $L_c$ の決定

(3.2) で得た結果は W. Mc Murray が得た結果<sup>2)</sup> とほぼ同じであるので最適な  $x_0$  の値を1とすると(32)式より  $L_c$  は次式で表わされる。

$$L_c = \frac{R_c^2 C_c}{y_0^2} \quad (59)$$

#### (4.3) 総括

以上のことをまとめると, (43), (46), (48), (50), (58), (59)の各式より,  $C_c, L_c$  の値は以下のようになる。

a)  $y_0 > 1$  のとき

$$C_c = \frac{1 + 2\sqrt{2y_0^2 - 1}}{2R_c} t_{10} \quad (F) \quad (60)$$

$$L_s = \frac{1 + 2\sqrt{2y_0^2 - 1}}{2y_0^2} R_c t_{10} \quad (H) \quad (61)$$

ただし  $\varphi$  は(47)式の第1近似により求めた。

b)  $y_0 \leq 1$  のとき

$$C_c = \frac{1 + 2y_0}{2R_c} t_{10} \quad (F) \quad (62)$$

$$L_c = \frac{1 + 2y_0}{2y_0^2} R_c t_{10} \quad (H) \quad (63)$$

(60), (61), (62), (63)の各式を表わしたものが Fig. 5 である。

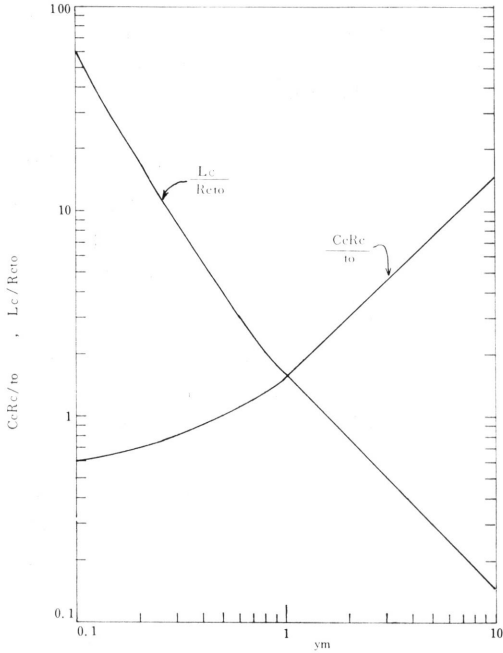


Fig. 5 Variation of Cc & Lc with  $y_0$ .

5. 実験結果

(5.1) 各部波形

$E_{s0}=100V$ ,  $R_c=2\Omega$ ,  $L=63.6mH$ , 主SCR導通時間  $t_s=8ms$ ,  $t_{10}=15\mu s$  とすると  $IL_0=E_s \times t_s/2L=6.3A$  となり,  $y_0=0.162 < 1$  であるから (62), (63) 式より  $C_c=4.62\mu F$ ,  $L_c=1.29mH$  となる.

以上により転流素子の値は  $C_0=5\mu F$ ,  $L_c=1mH$  負荷条件は力率 0.5 ( $f=30Hz$ ,  $R_L=6.9\Omega$ ) とし, O-P 間に  $5.000\mu F$  のコンデンサを挿入した電源を使用した場合の各部電圧, 電流波形を Fig. 6, 7, 8 に示す.

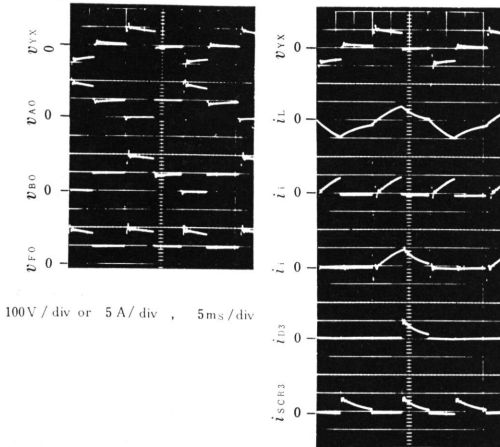
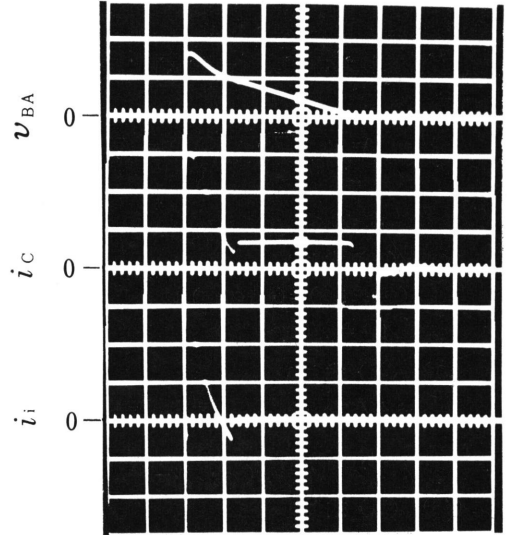


Fig. 6 Oscilloscope waveforms of voltage & current.

Fig. 6 で主SCRが導通している時, 出力電圧値が低下しているのは変圧器の直流抵抗による電圧降下のためであり, SCR<sub>1</sub>の導通時とSCR<sub>2</sub>の導通時の各波形の相違は, 各巻線間の不平衡 (主に漏れインダクタンスの違い) に原因している.



100V/div or 10A/div, 20 $\mu s$ /div

Fig. 7 Oscilloscope waveforms of voltage & current when main-SCR turn off.

Fig. 7 は SCR<sub>3</sub> をターンオンした時のコンデンサ電圧  $V_{BA}$  とその放電電流  $i_c$ , および電源電流  $i_i$  を拡大した波形である. この波形は状態が移行する点で Fig. 2 と違いを生じている. 状態 (1) で  $V_{BA}$  の初期値が  $2E_s$  ないのは, 変圧器における直流抵抗の電圧降下により転流コンデンサ  $C_c$  に  $2E_s$  が充電されないためである.  $i_c, i_i$  が負側にも流れているのは, 各ダイオードのターンオフ特性が理想的でなく, ある時間 (この場合は負に流れている期間) を必要とするからである.

Fig. 8 (a) はSCR<sub>1</sub> がターンオンした時の出力電圧波形  $V_{YX}$  と一次側電圧波形  $V_{GB}$ , (b) はSCR<sub>2</sub>

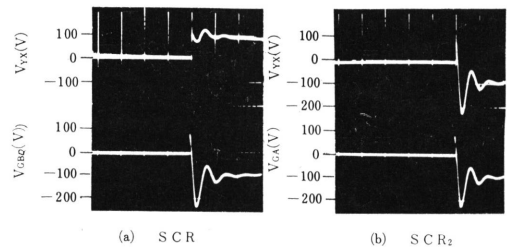


Fig. 8 Oscilloscope waveforms when main-SCR turn on. (1ms/div)

がターンオンした時の  $V_{Yx}$  と  $V_{GA}$  である。主 SCR がターンオンした時、出力電圧波形は逆極性より始まるべきである。Fig. 9 より分るように、 $SCR_1$  がターンオンした時の出力波形には負の電圧が生じてないが一次側では両波形とも逆極性の電圧が生じている。これは変圧器の巻線 1, 3 の方が巻線 2, 3 より密結合であるため、 $SCR_2$  のターンオン時のみに出力波形は逆極性より始まる。

実際に、使用した変圧器の巻線は 3, 1, 2 の順で内側より巻いてある。

(5.2) 主 SCR の逆バイアス時間  $t_1$

Fig. 9 は誘導性負荷  $L$  をパラメータとし (抵抗分は変圧器と  $L$  の微小抵抗の和のみ)、 $C_c$  と  $t_1$  との関係を示し、Fig. 10 は  $C_c$  をパラメータとし負荷力率 P.F. ( $L$  は一定で抵抗  $R_L$  を変化) と  $t_1$  の関係を示している。Fig. 9, 10 とも電源電圧  $E_s$  が変化しても、ほぼ同一 (違いは数  $\mu s$ ) 曲線を描く。

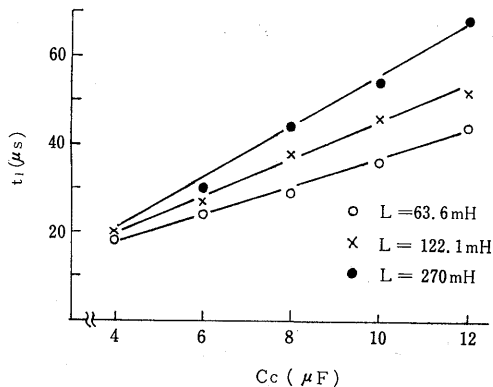


Fig. 9 Reverse bias time  $t_1$  versus commutating  $C_c$ .

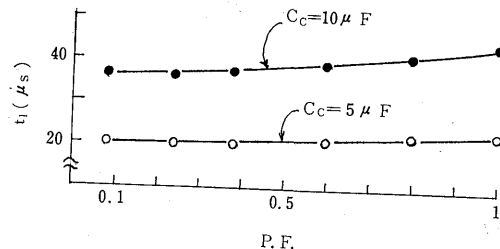


Fig. 10 Reverse bias time  $t_1$  versus power factor ( $L=63.6$  mH const).

これより電源電圧が変動してもあるいは負荷の抵抗分が変動しても、逆バイアス時間  $t_1$  は変動しないため、この転流方法は誘導機を負荷とするのに非常に適している。

周波数が高くなり、Fig. 2 の状態 (1) で転流が起るようになると、主 SCR のターンオフ特性は通常の並列形インバータと同じ動作をするようになり、Fig. 9, 10 の関係は得られなくなる。

(5.3) W. Mc Murray の得た設計値との比較

W. Mc Murray の得た転流素子の設計式

$$C_c = \frac{t_{10} I_{L0}}{0.425 E_{S0}} \quad (M. 40)$$

$$L_c = \frac{t_{10} E_s}{0.425 I_{L0}} \quad (M. 41)$$

と (60) ~ (63) 式を比較するため、 $E_{S0}=100V$ ,  $t_{10}=15\mu s$ ,  $R_e=2\Omega$  に対するグラフを描いたものが Fig. 11 である、

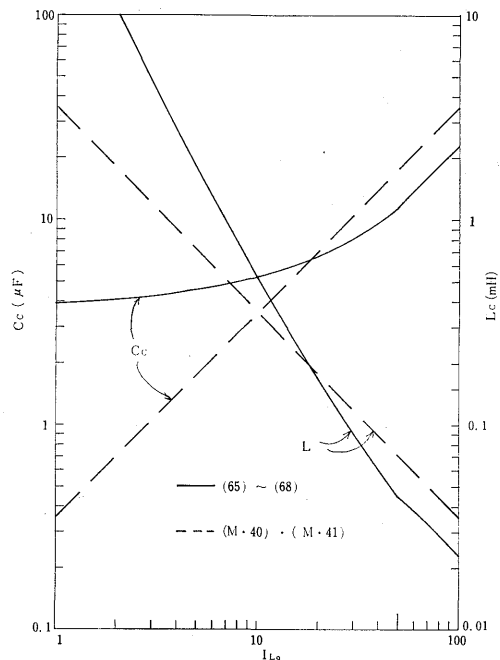


Fig. 11 Variation of  $C_c$  &  $L_c$  with  $I_{L0}$ .

$I_{L0}=18A$  以上になると (60) ~ (63) 式の値より (M.40), (M.41) 式の値の方が大きい。  $I_{L0}=18A$  以下の場合逆である。 (60) ~ (63) より分るようにこの関係は  $R_e$  の値によって変わってくるが、 $R_e$  のとり得る値は限度があるため以上の関係は大きく変化しない。

この TRC インバータは比較的大きな出力電流を要する負荷に適していると考えられる。

6. むすび

ここでは、主に TRC インバータを設計する立場から、純誘導負荷に対し考察して来た。

実験の結果, ここで述べた設計方法によるTRCインバータは, 与えられた条件のもとで完全に動作するが, 以下の四つの点はまだ検討する必要がある. なお設備の都合上最大電圧  $E_{S0} = 100V$ , 最大出力電流  $I_{L0} = 6A$  まで実験を行った.

(1)  $R_c$  の決定が経験的なものであったこと. 又帰還電流が  $R_c$  で熱として消費されるので,  $R_c$  を使用しないコンデンサとインダクタンスのみを用いて主SCRを転流可能にすること.

(2) 軽負荷時に対する転流素子の値が W. Mc Murray の場合より相当大きいこと.

(3) 出力電流  $I_{L0}$  が  $I_{i0}(=E_{S0}/R_c)$  以上である場合のインバータ動作.

(4) (5.1), (5.2) で分るように変圧器の漏れインダクタンスはインバータ動作およびその設計に大きな影響を与えるため, 変圧器の漏れインダクタンスに対する考慮.

ここで述べた転流方法—負荷に蓄えられたリアクティブパワーを一次側で循環電流として流し, 転流コン

デンサ  $C_c$  の充電電圧を電源へ帰還し, 主SCRをターンオフさせる方法—は電源電圧の変動あるいは抵抗分の変化による負荷力率の変動に対しても, 主SCRの逆バイアス時間はほとんど一定であるというすぐれた特長を持っている.

従来, 主SCRの代わりにゲートターンオフサイリスタ(GTO-SCR)を誘導性負荷に使用する場合は, 負荷に蓄えられたリアクティブパワーのため, 負の信号でGTO-SCRをターンオフさせることは非常に困難であった. これに対してここに述べた転流方法を使用すればGTO-SCRのターンオフは大へん容易になることが考えられる.

## 文 献

- 1) 長尾・東 : 長崎大学工学部研究報告 No. 1. p44~49 (1971)
- 2) W. Mc Murray & D. P. Shattuk ; Elcccal Eitrngng., Vol,P531~542 (1961)