

# 最小三個のサイリスタを持つ可変時比率制御形並列インバータ

長尾道彦\* 東克彦\*

## Variable Time Ratio Controlled Parallel Inverter using Minimum Three SCR's

by

Michihiko NAGAO Katsuhiko HIGASHI

(Electrical Engineering)

A new method for turning off the SCR's in a variable time ratio controlled parallel inverter has been developed. The basis of this method is a third SCR inversely connected with a center tap of a transformer.

This inverter circuit is more simple, because it is composed of a small number of elements and minimum three SCR's, and has characteristic of very short reverse bias time, compared with conventional inverter.

The inverter operates with a wide range of resistive, inductive and capacitive loads. The circuit is analyzed of three main modes of operation and calculated of a short reverse bias time.

### 1 まえがき

従来広義の単相 PWM インバータには主にブリッジ形インバータ<sup>1)</sup>が使用されてきたが、この場合サイリスタ(SCR)の使用個数は四個、それに転流用コンデンサおよびリアクトル等が必要で回路構成部品が多い。転流コンデンサ、リアクトルは各々一個で、SCR は三個だけ使用した並列形 PWM インバータが発表されている<sup>2)</sup>が、誘導性負荷の場合、それに蓄積されたエネルギーが負荷と転流用コンデンサ間の振動回路を通して出力に振動波形をもたらし回路特性を落し、モータ負荷の場合はその特性をも落す欠点がある。この欠点を取除いたインバータ回路が SSI 形インバータ<sup>3)</sup>として今度発表されたが、SCR の個数は逆に四個と増加している。本稿では誘導性負荷時に生じるリアクティブパワーをトランスの一次側でショート回路を作り循環電流として流すことにより問題を解決し、しかも SCR の使用個数は三個のみで形成される単相並列可変時比率制御形インバータ回路が可能なることを示す。この形のインバータはトランジスタによれば簡単に構成出来るが、出力パワーに限度があり、より大電力向きとして SCR で構成したのが本回路である。ここでは主に抵抗負荷時について動作を解析したが、誘導性負荷時については次回に詳細を論じる。

\* 電気工学教室

### 2 基本回路と動作解析

#### (2・1) 回路方式と回路状態

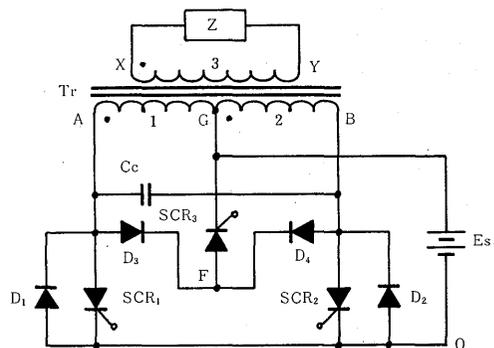


Fig. 1. Variable time ratio control inverter circuit.

Fig.1 は本方式の基本回路である。C<sub>0</sub> は転流用コンデンサ、SCR<sub>3</sub> は強制転流用 SCR で、誘導性負荷時には負荷に蓄積されたエネルギーが変圧器巻線 1 (2) - ダイオード D<sub>3</sub>(D<sub>4</sub>) - SCR<sub>3</sub> を通して循環電流を流す。主 SCR が転流する時には C<sub>0</sub> に電源電圧の E<sub>s</sub> 2 倍の電圧が充電されているため C<sub>0</sub> - D<sub>3</sub> (D<sub>4</sub>) - SCR<sub>3</sub> - E<sub>s</sub> - D<sub>2</sub> (D<sub>1</sub>) を通して放電電流が流れ、主 SCR の転流ターンオフ時間 t<sub>1</sub> が、この放電電流の流れている時間より短かければ主 SCR は順阻止能力を回復する。

主 SCR がターンオンする時の動作状態は従来発表

された並列形インバータ<sup>4)</sup>の動作と同様であるためここでは論じない(ただし誘導性負荷の場合は、主SCRがターンオンすると同時に転流用SCR<sub>3</sub>はターンオフするため別に論じる)。以下の各回路状態はSCR<sub>3</sub>がターンオフし主SCRをターンオフしてSCR<sub>3</sub>がターンオフするまでの状態で、その間の各部電流、電圧波形をFig.2に示す。

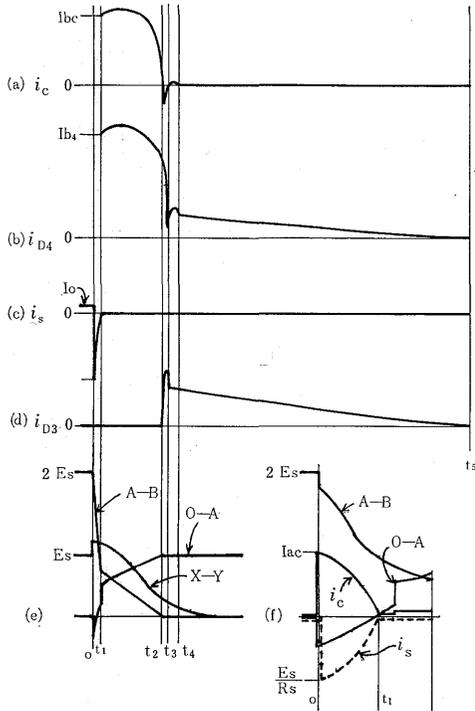


Fig. 2 Waveforms with resistive load. (f) Scale expansion of waveforms for  $0 \sim t_1$ .

状態 (a)

SCR<sub>1</sub>が導通している時、転流用SCR<sub>3</sub>をターンオンするとC<sub>0</sub>の振動電流 $i_c(t)$ の大部分が電圧源E<sub>s</sub>を通して流れ、電源電流 $i_s(t)$ が零となるまでの時間 $t_1$ を状態(a)とし、その時の回路状態及び等価回路はおののFig.3(a),(b)で示される。

SCR<sub>1</sub>がオン状態の時にはC<sub>0</sub>には $2E_s$ が充電しており、SCR<sub>3</sub>がターンオンするとその充電電圧の大部分はD-SCR<sub>3</sub>-E<sub>s</sub>-D<sub>1</sub>を通して放電し、他はD<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>-巻線1を通して放電し、C<sub>0</sub>の端子電圧 $v_0(t)$ がE<sub>s</sub>に等しくなった時 $i_c(t)=0$ となり、この間にSCR<sub>1</sub>はターンオフする。巻線1に電流が流れると変圧器作用で巻線2および3に電圧が生じ、D<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>, R<sub>L</sub>を通して各々電流が流れる。このためD<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>間には二つの電流 $i_c(t)$ と $i_2(t)$ が重なって流れる。

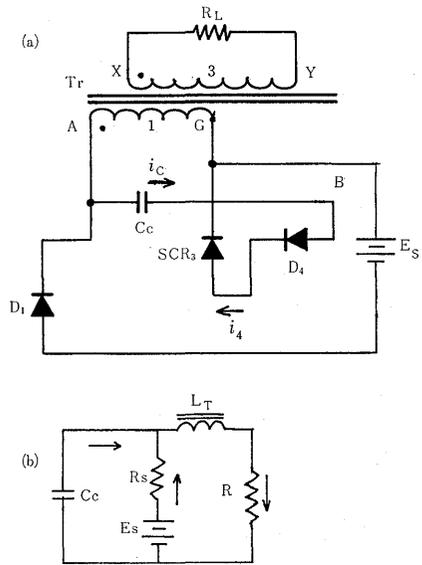


Fig. 3 (a) Circuit of mode (a). (b) Equivalent circuit of mode (a).

状態 (b)

$t_1$ よりC<sub>0</sub>の残留電圧が巻線1の漏れインダクタンスL<sub>T1</sub>との間に振動電流を流し $v_0(t)=0$ となる時間 $t_2$ までを状態(b)とし、この時の回路状態および等価回路はFig.4(a),(b)に各々示す。

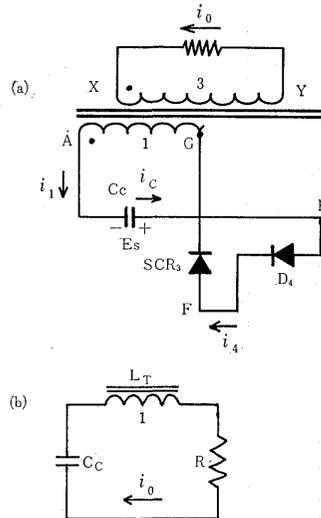


Fig. 4 (a) Circuit of mode (b). (b) Equivalent circuit of mode (b).

C<sub>0</sub>-L<sub>T1</sub>間の振動電流はD<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>を通して流れ、状態(a)と同様に変圧器作用により巻線2および3にも振動波形が表われD<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>, R<sub>L</sub>を通して各々電流が流れる。やはりこの時もD<sub>4</sub>-SCR<sub>3</sub>にはC<sub>0</sub>よりの振動電流 $i_c(t)$ と巻線2に生じた電圧による電流 $i_2(t)$ が重なって流れる。

状態 (c)

$t_2$  より各巻線の 漏れインダクタンスおよび  $C_0$  に蓄積されたエネルギーが全て消滅してしまう時間  $t_5$  までで, この時の回路状態と等価回路を Fig.5 (a), (b) に示す.

$v_0(t) = 0$  になると巻線 2 の漏れインダクタンスに蓄積されていたエネルギーが  $C_C-D_3-SCR_3$  を通して  $C_C$  を充電する ( $t_3$ ). この時始めて  $D_3$  にはこの振動電流と巻線 1 の漏れインダクタンス  $L_{T1}$  のエネルギーによる電流が重なって流れ,  $D_4$  にはその間ほとんど電流は流れなくなる. 次に  $C_C$  の充電電圧は  $C_C-D_4-SCR_3$  巻線 1 を通して振動電流を流すがすぐ減衰する ( $t_4$ ). この間にも  $L_{T1}, L_{T2}, L_{T3}$  のエネルギーは  $D_2-SCR_3, D_4-SCR_3, R_L$  で消費されて  $t_5$  で全エネルギーは消滅する.

(2・2) 各状態の方程式

各状態において, B 点の電位と G 点の電位はダイオード  $D_4$ , 転流用  $SCR_3$  の順方向直流抵抗を無視すると等しい. 特に状態 (a) ではサージ電流が流れるため抵抗は殆ど零であり, その他の状態では  $1(\Omega)$  前後である. 各状態の回路および等価回路では  $D_4, SCR_3$  の順方向直流抵抗を無視して巻線 2 を除外している.

記号の説明

$L_T$  = 巻線 1 の漏れインダクタンスと巻線 1 に換算された巻線 3 の漏れインダクタンスの和

$R_T$  = 巻線 1 の抵抗と巻線 1 に換算された線 3 の 2 次抵抗の和

$R_S$  = 電源内部抵抗

$R = R_T + R_L$

$C = C_C$

状態 (a) の解析 ( $0 \leq t \leq t_1$ )

Fig.3 (b) の等価回路より次の微分方程式が成立する.

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} \int i_{ac} dt + R_S i_{ac} - R_S i_{ao} &= -E_S \\ -R_S i_{ac} + L_T \frac{di_{ao}}{dt} + (R_S + R) i_{ao} &= E_S \\ i_{as} &= i_{ao} - i_{ac} \end{aligned} \quad (1)$$

時間  $t = -0$  での初期値

$$q_a(-0) = 2CE_S, \quad i_{ao}(-0) = E_S/R_L$$

を考慮して (1) 式をラプラス変換すると

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{CS} + R_S\right) I_{ac}(s) - R_S I_{ao}(s) &= \frac{E_S}{S} \\ -R_S I_{ac}(s) + (R_S + R + L_T S) I_{ao}(s) &= E_S \\ &= \frac{E_S}{S} + \frac{L_T}{R_L} E_S \end{aligned}$$

となり, これより  $I_c(s), I_o(s)$  をもとめラプラス逆変換して次の結果が得られる.

$$\begin{aligned} i_{ac}(t) &= \frac{E_S}{R_S} \left( a \cos \omega_a t + \frac{\mu_{ac}}{\omega_a} \sin \omega_a t \right) e^{-\mu_a t} \\ i_{ao}(t) &= \frac{E_S}{R_L} \left[ b + \left\{ (1-b) \cos \omega_a t + \frac{\mu_{ao}}{\omega_a} \sin \omega_a t \right\} \times e^{-\mu_a t} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

ただし

$$\mu_a = \{(R/L_T) + (1/R_S C)\} / 2$$

$$\omega_a^2 = \{(R_S + R)/R_L T C\} - \mu_a^2$$

$$\mu_{ac} = (2R_S + C)/L_T - a\mu_a$$

$$\mu_{ao} = \{(2R_L - R)/L_T\} + 1/2R_S C - b\mu_a$$

$$\alpha = (R_L + R_S)/R_L, \quad b = R_L/(R_S + R)$$

これより電源電流  $i_{as}(t)$  は

$$\begin{aligned} i_{as}(t) &= \frac{E_S}{R_S} \left\{ d + \left( f \cos \omega_a t + \frac{\omega_{as}}{\omega_a} \sin \omega_a t \right) \right. \\ &\quad \left. \times e^{-\mu_a t} \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

ただし  $d = R_S b / R_L$

$$f = \{R_S(1-b)/R_L\} - a$$

$$\mu_{as} = (\mu_{ao} R_S / R_L) - \mu_{ac}$$

となり,  $C_C$  の電圧  $v_{ac}(t)$  は

$$\begin{aligned} v_{ac}(t) &= \frac{1}{C} \int i_{ac} dt = E_S (g \sin \omega_a t - h \cos \omega_a t) \\ &\quad \times e^{-\mu_a t} \end{aligned} \quad (4)$$

ただし  $g = \{\alpha \omega_a - (\mu_a \mu_{as} / \omega_a)\} L_T / (R_S + R)$

$$h = (\alpha \mu_a + \mu_{ac}) L_T / (R_S + R)$$

となる.

状態 (b) の解析 ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )

Fig.4 (b) より次の微分方程式が成り立つ.

$$\frac{1}{C} \int i_{bo} di + L_T \frac{di_{bo}}{dt} + R i_{bo} = 0$$

初期値は,  $t = -0$  で

$$q_b(-0) = D_S, \quad i_{bo}(-0) = i_{ao}(t_1) = I_{bo}$$

あり, これを考慮して  $i_{bo}(t)$  を求めると次のようになる.

$$i_{bo}(t) = I_{bo} \left( \cos \omega_b t + \frac{\mu_{bo}}{\omega_b} \sin \omega_b t \right) e^{-\mu_b t} \quad (5)$$

ただし  $\mu_b = R/2L_T, \quad \omega_b^2 = 1/L_T C - \mu_b^2$

$$\mu_{bo} = E_S / L_T I_{bo} - \mu_b$$

状態(c)の解析 ( $t_2 \leq t \leq t_5$ )

$t_2$  から  $t_4$  の間のみでコンデンサ  $C_C$  に電流がわず  
か流れ、 $t_4$  以後はG点に対しA, B 両点の電位が等  
しくなるためコンデンサに電流は流れない、このため  
コンデンサの作用を無視すると Fig.5 (b) の等価回  
路が得られ、次の微分方程式が成立する、

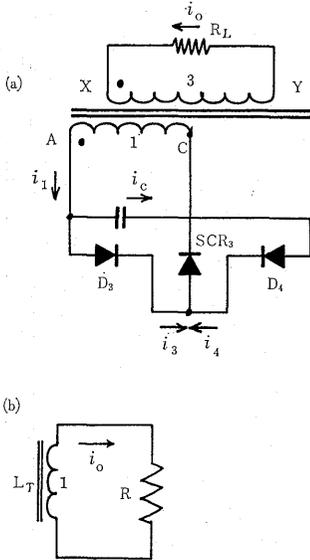


Fig. 5 a) Circuit of mode (c).  
b) Equivalent circuit of mode (c).

$$L_T \frac{di_{c0}}{dt} + Ri_{c0} = 0$$

初期値を  $i_{c0}(-0) = i_{b0}(t_2) = I_{c0}$  として解くと

$$i_{c0}(t) = I_{c0} \exp\left(-\frac{R}{L_T}t\right) \quad (6)$$

となる。

### 3 回路の特性

#### (3.1) 主 SCR の逆バイアス時間 $t_1$

主 SCR の逆バイアス時間  $t_1$  は  $i_{as}(t) = 0$  とな  
る時間である。(3)式において  $d=0$ ,  $\omega_{at} \ll 1$  とす  
ると

$$t_1 \approx 2R_S C \quad (7)$$

が得られる。

#### (3.2) SCR のゲート信号の幅

Fig.6 に主 SCR がターンオンした時の等価回路を  
示す。  $R' = R_S + R_T$ ,  $C = 4C_C$  としている。

このインバータ回路では主 SCR がターンオンした  
時、常に初期値は零である。このことを考慮して電源  
電流  $i_s(t)$  を求めると

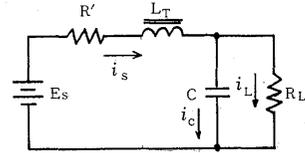


Fig. 6 Equivalent circuit when main SCR turns on.

$$i_s(t) = E_s \left[ \left\{ \frac{1}{\omega_s L_T} \left( 1 - \frac{L_T}{R''} \mu_s \right) \sin \omega_s t - \frac{1}{R''} \cos \omega_s t \right\} \times e^{-\mu_s t} + \frac{1}{R''} \right] \quad (8)$$

ただし、  $\mu_s = (R'/L_T + 1/RLC)/2$

$$\omega_s^2 = R''/L_T L_T C = \mu_s^2$$

$$R'' = R' + R_L$$

となる。

これより主 SCR がターンオンすると、電源電流は  
周波数  $f_s = \omega_s/2\pi$  で振動し定常電流  $E_s/R''$  に落着  
くまで時間  $t_s$  を要する。このため主 SCR を確実に  
ターンオンするにはゲート信号の幅は  $t_s$  間必要である。

転流用 SCR<sub>3</sub> のゲート信号は(2)式より  $t=0$  で  
SCR<sub>3</sub> を流れる電流  $i_{a0} + i_{a0}$  は  $E_s(1/R_S + 1/R_L)$   
流れ  $t < t_1$  間で電流が零とならないから主 SCR のゲ  
ート信号幅と比較して相当短いパルスでよい。

#### (3.3) 誘導性負荷の場合について

転流用 SCR<sub>3</sub> がターンオンすると、負荷に蓄積し  
ていたエネルギーが D<sub>3</sub>(D<sub>4</sub>) を通して循環電流とな  
り、次に主 SCR がターンオンするまで出ているた  
め、主 SCR がターンオンした時 SCR<sub>3</sub> はターンオ  
フしないと負荷が短絡状態となりインバータ動作をし  
なくなる。

Fig.6 の回路において、 $R_L$  を  $L_L$ ,  $L_T=0$  として  
電源電流を求めると次のようになる。

$$i_s(t) = \frac{E_s}{R_S} + \frac{I'}{R_S \omega_L C} \sin \omega_L t \cdot e^{-\mu_L t} \quad (9)$$

ただし、  $\mu_L = 1/2R_S C$ ,  $\omega_L = 1/L_T C - \mu_L^2$

$$i_c(-0) = 0, \quad i_L(-0) = I'$$

転流用 SCR<sub>3</sub> がターンオフするためには、電源電  
流が周波数  $f_L$  で振動して、最初の1周期の後半で  
SCR<sub>3</sub> に逆バイアスが  $1/2f_L$  かかるためには

$$\omega_L < 0 \quad (10)$$

の関係と、SCR<sub>3</sub> の最小転流ターンオフ時間  $t_g$  との  
間に

$$t_q < 1/2f_L = \pi/\omega_L \quad (11)$$

の関係が必要であるが(11)式の中に(10)式は含まれる。(11)式より

$$t_q < \frac{2\tau_c \sqrt{\tau_L}}{\sqrt{4\tau_c - \tau_L}} \quad (12)$$

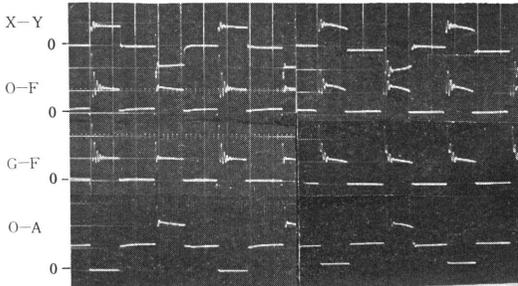
ただし,  $\tau_c = R_S C$ ,  $\tau_L = L_T / R_S$

となる。

#### 4 実験結果

##### (4・1) 各部波形

Fig. 7, 8 は各部電圧, 電流波形である。主 SCR



Cc=4μF Es=100V Cc=4μF Es=100V  
 RL=50Ω 50V/cm 5 msec/cm LL=130mH  
 (a) Pure resistive load (b) Inductive load

Fig. 7 Experimental waveforms of voltage.

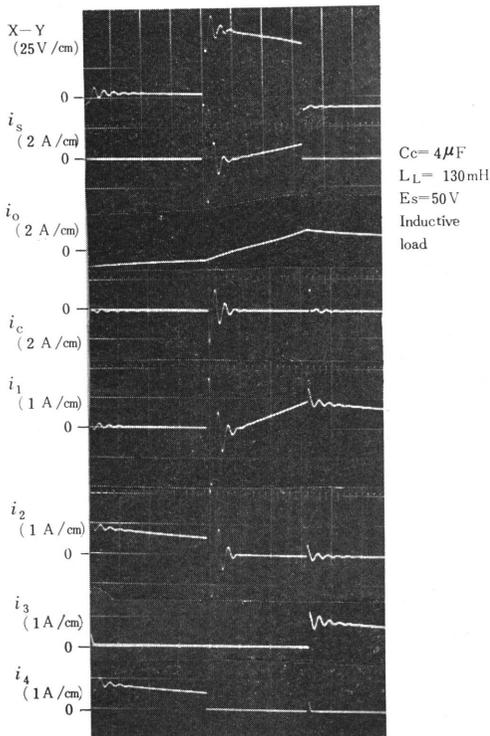


Fig. 8 Experimental waveforms of current.

がターンオンした時, 周波数  $f_s$  の波形が出ており, 出力波形が上下違うのは変圧器の各巻線の漏れインダクタンスが違うためである。

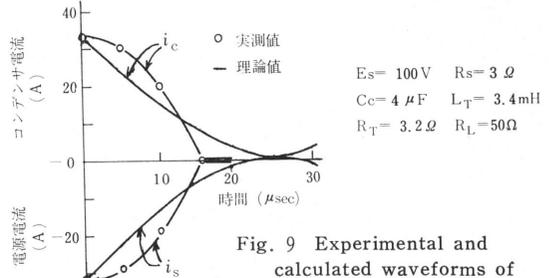


Fig. 9 Experimental and calculated waveforms of condenser and source current.

Fig. 9 は(2), (3)式より求めたコンデンサ電流, 電源電流の各波形と実測波形との比較である。理論値と実測値との食違いの原因はリード線などのもっているインダクタンスぶんを無視したために起ったと思われる。このインバータの回路定数を以下に示す(実測による)。

$L_{T1}=1.9mH$ ,  $L_{T2}=2.3mH$ ,  $L_{T3}=1.5mH$ ,  
 $R_S=3\Omega$ ,  $R_{T1}=1.8\Omega$ ,  $R_{T2}=2.1\Omega$ ,  $R_{T3}=1.5\Omega$ ,  
 $C_C=4\mu F$ .

##### (4・2) 主 SCR の逆バイアス時間 $t_1$

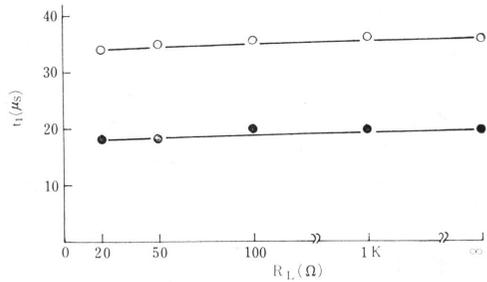


Fig. 10 Reverse bias time  $t_1$  versus resistive load  $R_L$ .

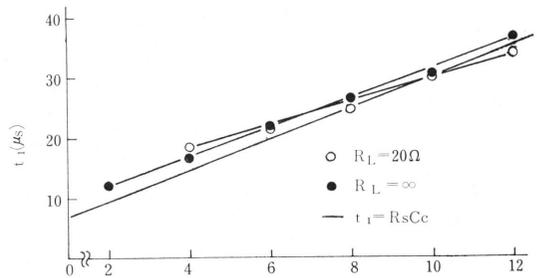


Fig. 11 Reverse bias time  $t_1$  versus commutating capacitor  $C_C$ .

Fig.10 は主 SCR の逆バイアス時間  $t_1$  と負荷抵抗  $R_L$  との関係を示し、Fig.11 は  $t_1$  と転流コンデンサ  $C_C$  との関係である。Fig.10 より  $t_1$  は負荷にほとんど関係なく一定値を示し、一般の並列形インバータに比べれば半分以下であるため、この転流方法は高周波インバータにむいている。(SCR は全て NEC 製 2SF14 である)。Fig.11 より  $t_1$  は  $C_C$  に比例して増加しており、その増え方は(7)式の理論値  $t_1$  のほぼ均等である。これは(4・1)で述べたようにリード線などの残留インダクタンスを無視したので、理論値  $i_{as}$  には振動電流として表われず単なるコンデンサの放電特性になったためである。

### 5 あとがき

以上抵抗負荷の場合について主に述べてきたが、誘導性負荷の場合には、今まで調べたところでは、転流用 SCR<sub>3</sub> がターンオンしてから逆バイアス時間  $t_1$  までの期間では波形値は抵抗負荷の場合とほとんど同じである。 $t_1$  以後は負荷に蓄積していたエネルギーが閉路、巻線 1 (2)-D<sub>3</sub> (D<sub>4</sub>)-SCR<sub>3</sub> 間を循環電流となって流れるため当然違ってくる。

より精密な解析結果は今後をまたないといけないが、このインバータ回路の転流方法では、主 SCR の逆バイアス時間  $t_1$  はほとんど負荷条件に左右されず、転流用コンデンサ  $C_C$  と電源の内部抵抗  $R_s$  によって決定され、特に抵抗負荷の場合、Fig.10 からわかるようにほとんど一定である。

一般の並列形インバータのように電源  $E_s$  と変圧器の midpoint G との間に過電流防止用リアクトル L を入れると、リアクトルに蓄積されたエネルギーのため転流コンデンサ  $C_C$  から電源の方へ電流は流れ得ず転流失敗しインバータ動作はしなくなる。これを防ぐには L と並列にダイオードを入れて L に蓄積していたエネルギーがダイオードを通して流れるようにしてやり、 $C_C$

よりの電流通路を L に関係なく作ってやればインバータ動作はするが、L のエネルギーがダイオードで消費されるためダイオードは非常な熱を持つ、これはダイオードと直列に数オームの抵抗を入れることにより解消するが、いずれにしても L のエネルギーは全部損失となる。さらに  $C_C$  を大きくしてやる必要があり、特に誘導性負荷時にそれが顕著に表われる。本回路ではこのリアクトル L 作用を漏れインダクタンスに行わせている。

損失は  $C_C$  の充放電の時と Fig.2 の  $t_3$  から  $t_4$  間において、D<sub>3</sub>-SCR<sub>3</sub>、D<sub>4</sub>-SCR<sub>4</sub> に流れる電流による損失が主で、それ以外の場合ほとんど負荷で消費される。

主 SCR がターンオンした時著るしく生じる振動の問題、誘導性負荷時における転流用 SCR の逆バイアスの問題それと過電流防止用リアクトルを漏れインダクタンスのみに代用させている問題等問題はまだまだあるが、本方式は少ない部品数で成り立っていること、逆バイアス時間  $t_1$  が負荷に関係なく一定であり、他の並列形インバータに比べ非常に短いというすぐれた特長を持っている。

終りにのぞみ、回路上の御示唆を下された九州大学 原田耕介教授、およびデータ整理に協力された高岡則彦、高橋賢一郎両技官に感謝いたします。

### 文 献

- 1) W. McMurray & D. P. Shattuk ; Electrical Engng., Vol.80, P.531-542, (1961)
- 2) G. E. 編 ; SCR Manual, 2nd Ed., P 162-164 (1961)
- 3) 民井・徳富 ; 三菱電機技報 Vol. 44, No.7, P 946-951 (1970)
- 4) C. F. Wagner ; Electrical Engng., Vol. 54, P 1227-1235 (1935).