

電力回生機能を持つ改良型チョッパ

松井景樹*, 渡辺与八*, 佐藤則明**

A New Thyristor Chopper with the Power Regenerative Function

Keiju MATSUI*, Yohachi WATANABE* and Noriaki SATO**

(Received September 17, 1976)

Thyristor chopper equipment is used extensively where it is required to control the power supplied to a dc load from a dc source, such as a dc motor control for electric railways and a adjustable dc power supply for output voltage of inverters. There are numbers of chopper circuits for a large variety of commutation techniques. Especially, a current commutation chopper with LC commutating circuit would be one of the best circuits. Still in this circuit the commutating loss is large at a relatively high frequency.

The chopper circuit presented in this paper improves this demerit. The new chopper circuit has two main thyristors alternately commutated with the times. The preliminary settling operation for reversing the capacitor charge is also used for the commutation. And the capacitor current in commutation is limited nearly equal to the minimum current which is determined by load current. Saturable transformers play the role of this function. This chopper has the following advantages compared with the current commutation chopper;

- (1) The commutation loss decreases to about 28%.
- (2) The commutating elements decrease to about 67% in current ratings, and the commutating capacitor size decreases to about 56%.
- (3) The upper limit of the chopping frequency increases to 3.3 times.
- (4) Capacitor voltage becomes larger as the load current increases.
- (5) Power can be regenerated to the source.

1. まえがき

サイリスタを用いたチョッパ回路は、電力用直流可変電源が容易に得られるため、すでに種々の研究が行なわれ地下鉄を中心とする電気車あるいはフォークリフト等の電気自動車の直流機の制御等ですでに実用の域に達している。^{(1)~(4)} 一方各種の転流技術の発達により現在

までに種々の回路方式が開発されている。^{(5)~(9)} このうちMorgan氏の開発した主サイリスタに逆並列にダイオードを設けLCの振動電流により主サイリスタに逆バイアスを与える、いわゆるLC振動電流消弧型チョッパは⁽⁵⁾その後McMurray氏によりインバータ回路⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾に応用され現在得られるインバータ回路の中では最良のものとして広く実用化されている。⁽¹¹⁾ すなわちこの回路は効率が良く、動作周波数が高く、パルス巾変調に適するなどの特長をもっている。⁽¹²⁾ このMcMurray回

* 電気工学科 (Department of Electrical Engineering)

**東京工業大学工学部 (Faculty of Engineering, Tokyo Institute of Technology)

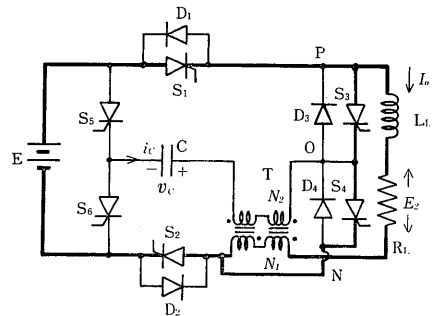
路の原形をなす Morgan のチョッパ回路においても他の方式と比較して転流コンデンサの小型化, 転流期間の短縮, 電圧変動率の減少などの長所を有しており現在得られるチョッパ回路の中では最良のものと考えられる。しかしこの方式は転流コンデンサ電流が LC 振動電流のため必要な電流値以上に大きくなること, また電圧消弧型チョッパでの 2, 3 の例^{(18) (14)}を除いて他のほとんどのチョッパ回路でも同様であるが, 転流に先立ち転流コンデンサ電圧の極性を振動的に予備反転させる必要があること, などのため, チョッパ周波数が比較的大きくなると損失が大巾に増大するなどの短所もあるため改良の余地をもっている。また両方向性機能を持つものとして報告されている方式^{(15) (16)}は軽負荷時では負荷電流方向が逐次反転するため転流コンデンサ電荷の予備の反転という結果にはならないが, 軽負荷時以外では電流は一方方向のため事実上転流予備反転を行っていることになり, やはり比較的高周波動作時では転流損が大巾に増大する事になる。一方素子技術が発達し, よりすぐれたものが出現してくるにともない,⁽¹⁷⁾ 回路動作の速応性, 平滑リアクトルや平滑コンデンサ等の小型化, 高調波電流の減少などの観点から動作周波数を上昇させる要求が生じてくる。従って上記の回路方式は損失も大巾に増大することに加え, 転流用補助サイリスタ等素子の電流容量を大巾に増大させる必要があること, 負荷電流に応じて上昇するコンデンサ転流能力増大が予備反転時の反転損による電圧降下のため効果半減すること, 上限周波数が大巾に低下すること, などの問題が生じてくるため回路的にも改良の余地をもっている。

我々は従来のチョッパ回路における転流に先立つコンデンサ電圧の極性の反転も損失とならないよう転流に利用し, コンデンサ充放電の能率化をはかり, 転流損失を半減させ, 動作周波数を上昇させることを目的とするため交互に転流する素子をかえ, いわゆる時分割方式の変形ともいべき新しい回路方式を考案,⁽¹⁹⁾ およびこれを改良した回路を報告した。^{(19) ~ (21)} 本論では, この回路においてさらに主サイリスタ 2 個を追加する事により, 同一の転流素子で電力回生も行うことが可能となり,⁽²²⁾ しかも駆動時と回生時で全く異なる閉回路が成立するにもかかわらず, 転流コンデンサ電圧等の転流特性は等しい回路方程式により得られる事を示す。また転流効率を改善する転流予備反転のいらぬ方式として上記回路⁽¹⁹⁾以外の新しいチョッパ回路を考案し, 上記方式との相違を検討する。また赤松氏らの方式⁽²³⁾と同じ思想による可飽和リアクトルを用いた改良型新転流法を不完全ブリッジ型単相インバータ回路および新しく考案

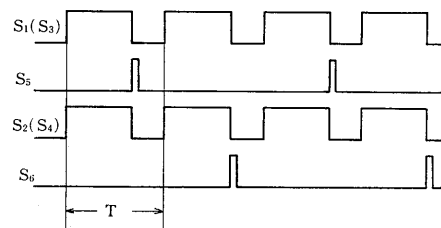
した三相インバータ回路⁽²⁴⁾に適用し, 転流コンデンサ電流が転流に必要な電流値以上大きくなるのを抑制する方式⁽²⁵⁾, およびこれを改良した回路^{(26) ~ (29)}を報告し, 転流コンデンサの小型化, 転流損失の改善, 動作周波数の上昇, 素子の電流等の低容量化などを可能としたが, この方式はインバータ回路よりむしろチョッパ回路に適する事が判った。以上のような新しいチョッパ回路を開発し, 種々の考察を行ったのでその概要を報告する。

2. 回路構成と動作概要

第 1 図に我々が開発した新しいチョッパ回路を示す。



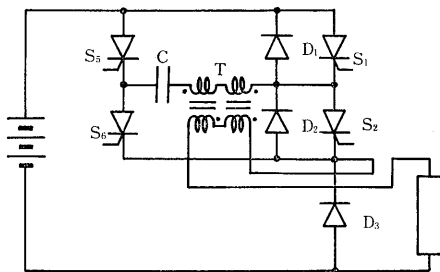
第 1 図 改良型チョッパ回路図



第 2 図 ゲート信号波形

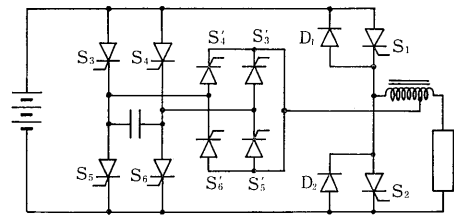
図において S_1, S_2 および S_3, S_4 はそれぞれ駆動用および回生用の主サイリスタ, D_1, D_2, D_3 および D_4 はバイパスダイオード, S_5, S_6 は転流用補助サイリスタ, T は角型ヒステリシス磁心を用いた 2 個の転流用可飽和変圧器である。第 2 図ゲート信号波形に示すように駆動時には主サイリスタ S_1, S_2 の同時トリガーにより負荷には電圧 E_2 が供給される。転流用可飽和変圧器 T の一次巻線を負荷と直列に接続する。従って T には負荷電流 I_o がバイパス電流として与えられている。 T の巻数比 N_1/N_2 は 1 より多少大きく選ぶ。主サイリスタの転流はそれぞれ補助サイリスタ S_5, S_6 のトリガーにより開始される。サイリスタ転流時には変圧器 T は不飽和状態に駆動されるためコンデンサの放電電流は負荷電流にはほぼ等しい一定電流 $i_c = (N_1/N_2) I_o$ に抑制され i_c

が必要以上に大きくならないようにしている。一方の主サイリスタが転流の後に他方の主サイリスタは自然消弧する。1周期後に再び主サイリスタが通電の後、極性を反転しているコンデンサ電荷により前回と異なる補助サイリスタのトリガーにより転流が交互に行われる。次に回生時においては第1図の負荷 R_L が起電力 E_g を持った直流電動機等でおきかわり、駆動時での主サイリスタ S_1 , S_2 のかわりに S_3 , S_4 の主サイリスタをトリガーする。その場合の転流は S_3 に対しては S_5 をトリガーする事により転流がなされ S_4 は自然消弧する。1周期後に再び S_3 , S_4 が通電の後極性反転しているコンデンサ電圧により、 S_6 のトリガーで転流がなされる。この回生時では駆動時と比べ負荷電流は反転しているため、駆動時と同じ方向のコンデンサ電流に対し異なる側の変圧器が不飽和状態に駆動される。この方式は転流を時分割にして交互に行うため従来のチョップパ回路にみられるような次の転流に備えるための転流コンデンサ電圧の極性反転と転流時の余分な電流の流出を必要とせず、転流コンデンサの充放電を効率よく利用でき、コンデンサ電荷の充放電電荷利用率を大巾に向上できる特長がある。また可飽和リアクトルを用いた改良型インバータ回路⁽²⁶⁾と比べチョップパ回路においては負荷電流方向が定常状態で一方のため整流用ダイオード等のバイアス電流に対する考慮が不必要であること、限流リアクトルが負荷回路の平滑リアクトルと兼用できること、などの特長がありチョップパ回路により適すると考えられる。第3図は新



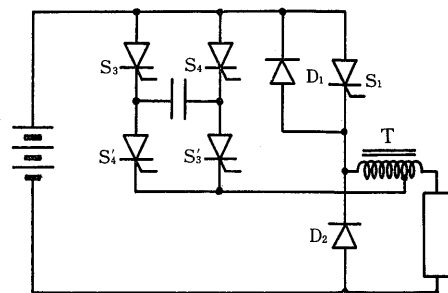
第3図 第1図の簡易型回路

しい他の改良型チョップパ回路例で、第1図の回路の簡易型である。図の記号はそれぞれ第1図で説明したものに对应する。今主サイリスタ S_1 , S_2 の同時トリガーで負荷が駆動されている時の転流は S_1 に対しては S_5 のトリガーでなされ、 S_2 に対しては S_6 のトリガーでなされる。従ってこれも又第1図同様時間と共に転流する素子交互に変わる、いわゆる時分割転流方式とでもいうべきもので、やはり転流効率を改善する特長を有している。しかしながら第1図と比べ電力回生能力のない一方



第4図 電力回生機能を持つ改良型チョップパの他の回路例

向性チョップパ回路である。第4図はもう一つの他の改良型チョップパ回路である。図において S_1 , S_2 はそれぞれ駆動用および回生の主サイリスタ、 $S_3 \sim S_6$ および $S_3' \sim S_6'$ は転流用補助サイリスタ、 D_1 および D_2 はバイパスダイオードである。Tは角型ヒステリシス磁心を用いた単巻の転流用可飽和変圧器で巻数比等はすでに文献⁽¹⁰⁾等で述べられているように選ぶ。駆動時においては主サイリスタ S_1 のトリガーにより負荷に電力が供給されている。従ってTには負荷電流がバイアス電流として与えられている。 S_1 の転流は補助サイリスタ S_3 および S_3' 、または S_4 および S_4' の同時トリガーにより開始される。1周期後に再び主サイリスタが通電した後、極性を反転しているコンデンサ電荷により前回と異なる補助サイリスタの組の同時トリガーにより転流が交互に行われる。次に回生時においては S_1 のかわりに S_2 の主サイリスタをトリガーする場合の転流は、転流用補助サイリスタ S_5 および S_5' 、または S_6 および S_6' の同時トリガーにより開始される。1周期後に再び主サイリスタが通電した後、極性を反転しているコンデンサ電荷により前回と異なる補助サイリスタの組の同時トリガーにより転流が交互に行われる。この方式も又第1図の回路と同様な特長を有しており、転流コンデンサの充放電を効率よく利用でき、コンデンサ電荷の利用率を大巾に向上できる特長がある。また第1図の回路と比べサイリスタの数が大巾に増す欠点を除けば、可飽和変圧器の数



第5図 第4図の簡易型回路

が1個に減少できる。通電時、主サイリスタが1個に減ずるのでサイリスタ順電圧降下損の分だけ、微少ではあるが効率が上昇できる、などの特長を有する。第5図は、第4図の簡易型回路である。図における記号はそれぞれ第4図で説明したものに对应する。従って第4図の再生時における主サイリスタ S_2 および転流用補助サイリスタ S_5 , S_6 , S_5' および S_6' を除いたものに等しい。従って動作は第4図における駆動時と同じものとなり、再生動作を行う事ができない簡易型回路となる。

3. 動作解析

解析にあたり、以上4例の回路は転流動作等多少異なるものとなるが、紙面の都合上1例のみ第1図で代表し、他は次回に譲る。解析を簡単化するために次の仮定を設ける。

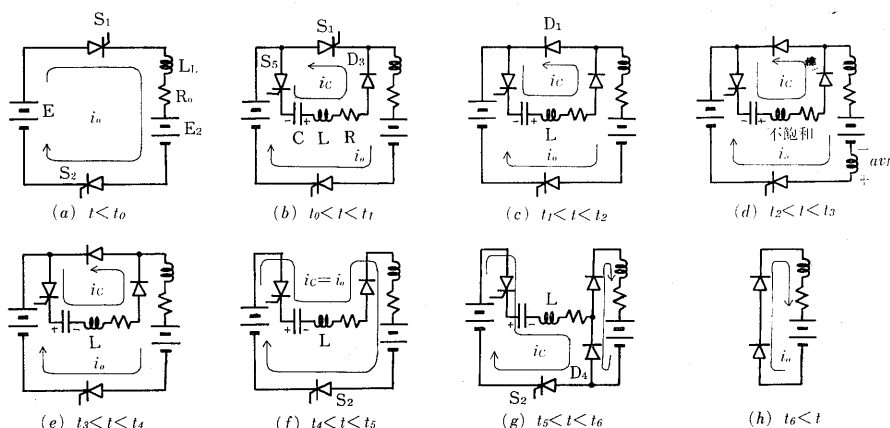
i) サイリスタ、ダイオードは理想スイッチとし、順

方向電圧降下および逆漏れ電流は無視する。ただし損失算定においてはサイリスタ順方向電圧降下を考慮する。

ii) 可飽和変圧器Tの動作は理想的なものとし、不飽和インダクタンスは無限大、飽和インダクタンスは一定とする。

<3.1> 駆動時の動作 いまチョップが主サイリスタ S_1 , S_2 を通して負荷電流 I_0 を流している定常状態において、 S_1 , S_2 からダイオード D_3 , D_4 に転流する期間について考える。

(1) 期間 ($t_0 < t < t_1$) 第6図に動作回路を示す。ただし図において E_2 で示す負荷電圧は後述の再生動作と対応させるため電源の形で表わすものとする。従って第6図および第7図動作波形に示すように時刻 $t < t_0$ において S_1 , S_2 に負荷電流が流れていて、負荷回路の損失抵抗分 R_0 および平滑リアクトル L_L を通して負荷に電圧



第6図 駆動時の動作回路

E_2 を供給している。今時刻 $t=t_0$ にて補助サイリスタ S_5 にトリガー信号が加わったとしよう。転流コンデンサはこの時第1図の極性で電圧 E_{C0} に充電されている。電流は S_1 から S_5 に転流する。Tの磁束は I_0 により飽和状態に設定されており飽和インダクタンスを L とおくと L は小さいから、 S_5 , C , L , D_3 , S_1 の閉回路により電流はすみやかに立上る。この時次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} v_C &= L \frac{di_C}{dt} + Ri_C \\ -C \frac{dv_C}{dt} &= i_C \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ただし R : 転流コンデンサ回路の抵抗分, C : 転流コンデンサ容量, L : 可飽和補助変圧器Tの飽和時インダクタンスとする。

この解は次のように求まる。

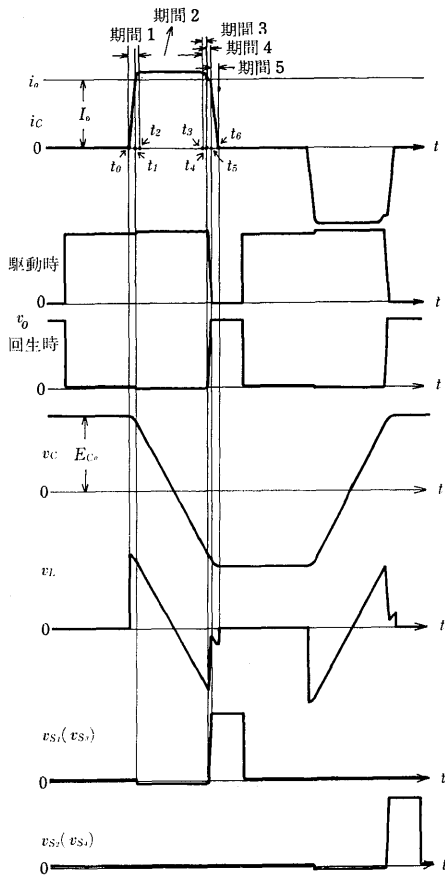
$$\left. \begin{aligned} \text{初期値 } [v_C(t_0) &= E_{C0}] \\ [i_C(t_0) &= 0] \\ i_C &= \frac{E_{C0}}{\omega L} \varepsilon^{-\alpha(t-t_0)} \sin \omega(t-t_0) \\ v_C &= E_{C0} \frac{\omega_0}{\omega} \varepsilon^{-\alpha(t-t_0)} \sin \{\omega(t-t_0) + \phi\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2)$$

終期条件 $[i_C(t_1) = I_0]$

終期値 $[v_C(t_1) = E_{C1}]$

ただし、 $\alpha = R/2L$, $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$, $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$, $\phi = \tan^{-1}(\omega/\alpha)$ とする。

($t_1 < t < t_2$) ; 時刻 t_1 で i_C は I_0 に達し、 S_1 の電流は0となるがさらに i_C は増加しダイオード D_1 には $i_C - I_0$ の過剰分が流れ S_1 の逆バイアス期間が始まる。時刻 t_2 にてTが不飽和に達すると期間1が終る。この期間1では2個の変圧器の極性がそれぞれ逆方向に接続されているから、Tによる負荷側誘起電圧は打ち消しあ



第7図 動作波形

て0となり、巻数比 N_1/N_2 を a とおくと、負荷側では T は飽和インダクタンス $a^2 L$ のみが表われるが L_L 等に比べれば小さいので省略できる。回路方程式は(1)式と同じであり、 t_1 における i_c および v_C を初期値とし終期条件 $[i_c(t_2) = (N_1/N_2)I_o]$ を代入する事により終期値 $[v_C(t_2) = E_{C2}]$ が求まる。

(2) 期間2 ($t_1 < t < t_2$) 時刻 t_2 で T が不飽和に達する。コンデンサ電流 i_c は負荷電流の1次側換算値である $(N_1/N_2)I_o$ の値に抑制され一定電流となる。この期間変圧器作用により負荷側に $(N_1/N_2) \times v_L = av_L$ なる電圧が誘起するが短期間のため平滑リアクトル L_L により I_o の上昇は抑制され i_c はほぼ一定に保たれる。回路方程式は次のように求まる。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= (N_2/N_1) I_o \\ -C \frac{dv_C}{dt} &= i_c \\ v_C &= -N_2 \frac{d\phi}{dt} + Ri_C \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3)$$

ただし ϕ は変圧器中の磁束瞬時値とする。

この解は次のよう初期値を与え求まる。

$$\left. \begin{aligned} \text{初期値 } [v_C(t_2) &= E_{C2}] \\ [i_c(t_2) &= aI_o] \\ v_C(t_3) &= -\frac{i_c}{C}t + E_{C2} \\ N_2\phi(t_3) &= \frac{i_c}{2C}(t-t_2)^2 - E_{C2}(t-t_2) \\ &\quad + N_2\Phi_m + Ri_C(t-t_2) \end{aligned} \right\} \dots\dots(4)$$

終期条件 $[\phi(t_3) = \Phi_m]$

終期値 $[v_C(t_3) = E_{C3}]$

ただし Φ_m は磁束最大値とする。

(3) 期間3 ($t_2 < t < t_3$) t_3 において T は再び飽和に達し、 $i_c = I_o$ となり期間4に移行するまで期間1と同じ回路が成立つ。従って回路方程式は(1)式と同じであり、この解は次のように初期値を与え求まる。

$$\left. \begin{aligned} \text{初期値 } [v_C(t_3) &= E_{C3}] \\ [i_c(t_3) &= aI_o] \\ i_C &= \frac{E_{C3}}{\omega L} e^{-\alpha(t-t_3)} \sin \omega(t-t_3) \\ &\quad - I_o a \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\alpha(t-t_3)} \sin \{\omega(t-t_3) - \varphi\} \end{aligned} \right\} \dots\dots(5)$$

終期条件 $[i_c(t_4) = I_o]$

終期値 $[v_C(t_4) = E_{C4}]$

(4) 期間4 ($t_3 < t < t_4$) i_c が減少して、 $i_c = I_o$ となる時刻 t_4 でダイオード D_1 の電流は0となり D_1 は回路から切離され S_1 の逆バイアス期間は終る。そして負荷、 S_2 および電源 E を通る閉回路を通して i_c が流れコンデンサを充電する。 i_c の減少率が大きくなろうとすると負荷インダクタンス L_L による誘起電圧 $L_L di_c/dt$ が発生して第1図O点の電位は急速に下がり、N点の電位まで下がるとダイオード D_4 が通電して期間5に移行する。この期間4においては第6図(f)なる閉回路が成立し、回路方程式は次のように求まる。

$$\left. \begin{aligned} E - E_2 + v_C &= L_L \frac{di_c}{dt} + (R + R_L)i_c \\ -C \frac{dv_C}{dt} &= i_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(6)$$

この解を求める場合において、転流コンデンサ電流 i_c の変化率は L_L 等における誘起電圧の値を決め、この期間4の重要な要因をなすが D_1 等の逆回復時間、あるいは D_4 の順回復時間の間これらの素子を通じて流れるわずかな電流が i_c に加わり負荷電流となるため、 L_L の変化率は大きく異なるものとなるため(6)式においてはこれらを考慮した場合は、異なる式が得られる。

(5) 期間5 ($t_4 < t < t_5$) この期間においては第6図(g)の回路が成立する。即ち図の閉回路により、 L の磁気エネルギーと電源 E により負荷電流に応じてさらにコン

デンサ電圧は充電される。この期間の終りに S_2 は自然消弧し同図(h)に移行する。この期間5においては回路方程式は次のように求まる。

$$\left. \begin{aligned} E + v_C &= Ri_C + L \frac{di_C}{dt} \\ i_C &= -C \frac{dv_C}{dt} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

この解は次のように求まる。

$$\left. \begin{aligned} i_C &= \frac{E + E_{C5}}{\omega L} \varepsilon^{-\alpha(t-t_5)} \sin \omega(t-t_5) \\ &\quad - I_0 \frac{\omega_0}{\omega} \varepsilon^{-\alpha(t-t_5)} \sin \{\omega(t-t_5) - \varphi\} \\ v_C &= -E + (E + E_{C5}) \frac{\omega_0}{\omega} \varepsilon^{-\alpha(t-t_5)} \\ &\quad \times \sin \{\omega(t-t_5) + \varphi\} - \frac{I_0}{\omega C} \varepsilon^{-\alpha(t-t_5)} \\ &\quad \times \sin \omega(t-t_5) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

ただし E_{C5} : 期間4の v_C の終期値

終期条件 [$i_C(t_5) = 0$]

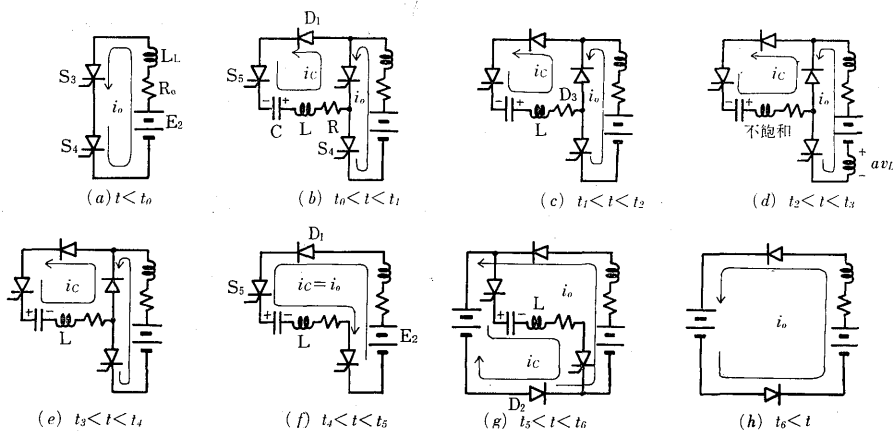
終期値 [$v_C(t_5) = E_{C5}$]

時刻 t_5 で i_C は0となり $v_C = E_{C5}$ となるがこの値を(1)式での $E_{C0} = E_{C5}$ とし再び上記で得られる計算を、 E_{C0} と E_{C5} が等しくなる定常値まで繰り返し行なう。

以上で転流期間を終了するが、1周期後に再び主サイリスタ S_1 , S_2 が通電すると前回の転流で反転しているコンデンサ電荷により、今度は主サイリスタ S_2 の逆バ

イアスによる転流が、 S_4 のトリガーで開始する。その場合の転流は、最初 $S_4 - S_2 - D_4 - T - C - S_4$ の閉回路で S_2 から S_4 に転流する期間1, D_2 が通電し T が不飽和となる期間2, T が再び飽和に達する期間3, D_2 が切離され電源 $E - S - \text{負荷} - T$ (1次側) $- D_4 - T$ (2次側) $- C - S_4$ の閉回路を通して i_C が流れる期間4, D_3 が通電し $E - S_1 - D_3 - T - C - S_4$ の閉回路でコンデンサ D が追加充電される期間5等、前転流動作と同一の回路方程式が成立する。なお始動時等、充分なコンデンサ電圧が得られない場合第1図 S_1 , S_3 および S_6 または S_5 , S_4 および S_2 の同時トリガーにより補助充電を行い、コンデンサ電圧を電源電圧 E まで高める事も可能である。

<3.2> 回生時の動作 回生時においては S_3 , S_4 がトリガーされ負荷 $\rightarrow S_3 \rightarrow S_4$ に通電している状態における転流は、 S_3 は上記の S_1 に、 S_4 は S_2 に相当する動作が駆動時と同様第8図に示されるごとく行われる。この場合最初 S_3 から S_5 に転流し D_3 が通電する期間1, T が不飽和となる期間2, T が再び飽和する期間3において転流コンデンサ電流の回路は駆動時の場合と変らない回路方程式が成り立つ。しかし期間4 ($t_4 < t < t_5$) においては駆動時と比べ動作回路で電源 E が減ずるが、これは次のように通電期間を同一に選んだ場合駆動および回生時で回路動作は一致する。即ち駆動および回生時と



第8図 回生時の動作回路

も、主サイリスタおよびこれと逆並列のバイパスダイオードが通電する期間をチョップの通電期間とし第7図に示すようにこれを T_1 とした場合、第1図出力 $P-N$ 間の平均電圧が駆動時では $ET_1/(T_1+T_2)$, 回生時では $ET_2/(T_1+T_2)$ で与えられ、 I_0 を一定直流電流とし損失抵抗分 R_0 の電圧降下を考慮すると負荷電圧 E_2 は駆動時で

$$E_2 = ET_1/(T_1+T_2) - R_0 I_0 \dots\dots\dots (9)$$

回生時で

$$E_2 = ET_2/(T_1+T_2) + R_0 I_0 \dots\dots\dots (10)$$

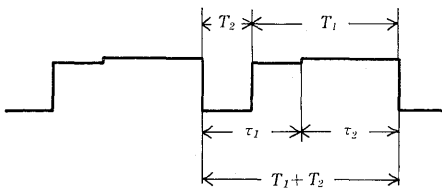
となる。駆動時の電源 E と E_2 を等価的に1個の直列電源でおきかえると

$$E - E_2 = ET_2/(T_1+T_2) + R_0 I_0 \dots\dots\dots (11)$$

となり(10)式で与えられる回生時の値と一致する。上記の

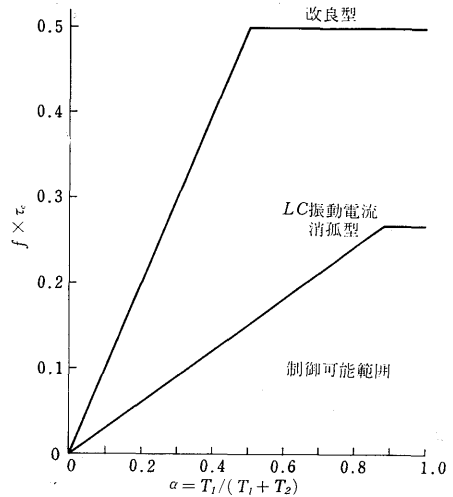
ように期間4の動作回路は通電期間を等しくすると駆動時と回生時で全く等しいものとなる。この期間において、 i_c の減少率が大きくなろうとすると負荷インダクタンスに $L di_c/dt$ が発生してP-N間の電圧が急速に上昇し、電圧 E まで上がるとダイオード D_2 が通電して期間4に移行する。この期間においても第6図(㉔)と同様第8図(㉔)なるコンデンサ追加充電回路が成立し、駆動時と全く等しいものとなる。即ち図の充電回路により L の磁気エネルギーと電源 E によりコンデンサ電圧は駆動時と全く同様負荷電流に応じて充電され、 S_4 は自然消弧する。以下同様に1周期後再び S_3 、 S_4 を通電の後極性を反転しているコンデンサ電荷により S_6 のトリガーで転流が行われる。転流コンデンサ電流回路以外の負荷電流回路の回路方程式も期間4で述べたと同様、主サイリスタの通電期間を等しくとれば駆動時と回生時で全く一致し、第6図および第8図の回路方程式はそれぞれに対応して等しいものとなる。

＜3.3＞ チョッパ制御限界周波数 第9図の波形は第7図で示される駆動時のP-N間の電圧 v_0 を、期間 τ_2



第9図 P-N間の電圧

でのバイパスダイオードの順電圧降下を多少誇張し、理想的に表わしたものである。図において τ_1 は転流用補助サイリスタの転流余裕角であり、 τ_2 は転流コンデンサ電流が流れる期間、即ち主サイリスタの逆バイアス期間を示す。サイリスタターンオフ期間を τ_0 とすると最高周波数時では $\tau_1 = \tau_2 = \tau_0$ となり制御限界周波数 f は $f = 1/(2\tau_0)$ として与えられる。この値と通電率 $\alpha = T_1/(T_1 + T_2)$ の関係を第10図に示す。ただし f はサイリスタターンオフ時間 τ_0 を乗じて基準化している。 α が0.5以上では制御限界周波数は上記の値で与えられるが、0.5以下では T_1 は τ_2 より小さく選ぶ事ができないため図のように α に比例して制御周波数は低下する。以上の値は理想値について示したものであるが、実際は期間1、4および5が加わってくるため、図の値より多少低下する。また T_1 が増大し α が1に近づくとき転流コンデンサ充電期間の期間5あるいは4が存在しなくなるか、または減少し転流コンデンサ電圧は低下するため主サイリスタの逆バイアス時間も減少し、上記の制御周波数も $\alpha =$

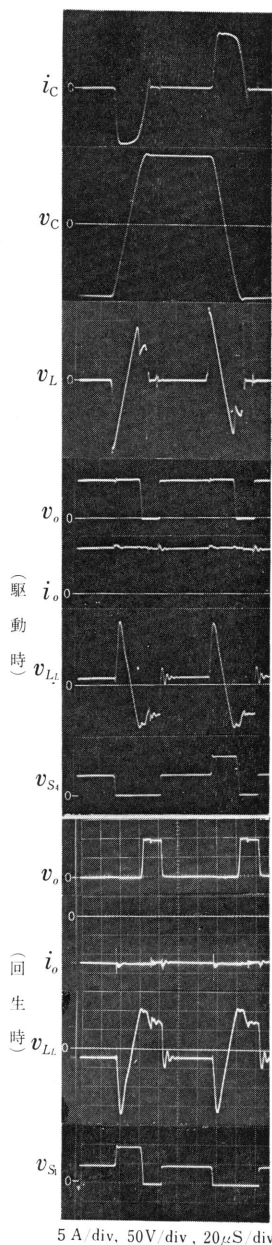


第10図 α と制御限界周波数の関係

1の近辺で低下する値を示す。なお図では比較のため従来のLC振動電流消弧型を電圧の減衰等を考慮しない理想的な場合につき付記している。この場合 $\alpha = 0.88$ 程度で上限周波数に達するが、理想値においては通電期間を前転流のコンデンサ追加充電期間まで進める事が可能であるため図示のように一定値となる。図において改良型では α が0.5以上で1.8～3.3倍程度、 α が0.5以下では3.3倍程度制御限界周波数が上昇する。

4. 実験およびその検討

＜4.1＞ 動作波形 第11図に駆動時での転流電流 i_c 、転流コンデンサ電圧 v_c 、転流リアクトル電圧 v_L 、出力電圧 v_0 、出力電流 i_0 、平滑リアクトル電圧 v_{LL} および主サイリスタ S_4 端子電圧と回生時での v_0 、 i_0 、 v_{LL} および v_{S1} 電圧のそれぞれの波形を示す。図は同じ主サイリスタトリガー信号の切換えによりそれぞれ駆動および回生時で測定を行ったものであり、 v_0 、 i_0 、 v_{LL} 波形は駆動時と回生時では対称的に表われる事を示している。転流回路での i_c 、 v_c 、 v_L 波形は駆動時と回生時では全く同様な波形となったため、駆動時の場合についてのみ示した。また駆動時での S_3 および S_4 端子電圧および回生時での S_1 、 S_2 端子電圧はそれぞれ同じ波形を示すため、駆動時には S_4 、回生時には S_1 波形を示したが、これによるとそれぞれの値は転流コンデンサ電圧等の影響をうけて電源電圧 E 以上に上昇するような事はない。平滑リアクトルに表われている浮遊容量等に表われているリングング以外のスパイク状の電圧は転流リアクトルの1次側への誘導電圧であるが短期間のため平滑リアクトルに



第11図 動作波形

より i_o の上昇は抑制される事を示している。また出力電流 i_o は測定時の誘導等により多少のリングングが表われているが、これを除けば概して直線的なものとなった。

＜4.2＞ 制御特性 第12図は第7図 v_o 波形で示す通電期間 T_1 をパラメータにとり、チョップ周波数に対する負荷電圧 E_2 の関係を測定したものである。駆動時においては(9)式より R_o の電圧降下を省略すると負荷電圧

はほぼ

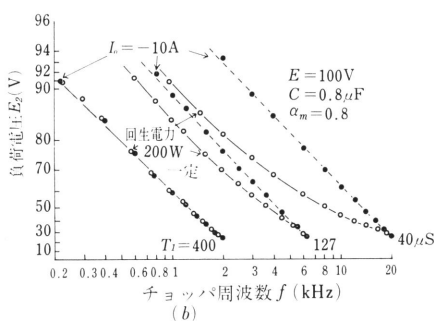
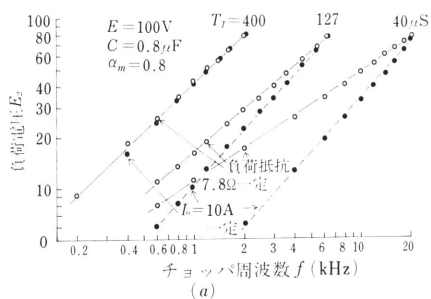
$$E_2 = \alpha E = f T_1 E \dots \dots \dots (12)$$

となり、周波数 f の上昇で通電率 α は増大し E_2 は比例して上昇する関係にある。これに対して再生時においては(10)式より負荷電圧はほぼ

$$E_2 = (1 - \alpha) E = (1 - f T_1) E \dots \dots \dots (13)$$

となり、これを変形して

$$E - E_2 = \alpha E = f T_1 E \dots \dots \dots (14)$$

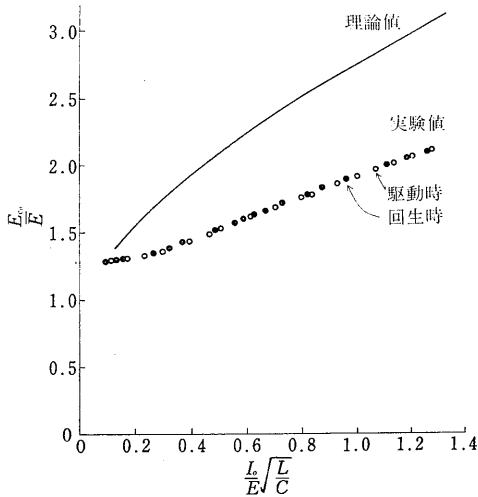


第12図 制御特性 (a) 駆動時 (b) 再生時

となり、 $E - E_2$ と f は正比例の関係で表わす事ができ、またこの(14)式の関係より同図(b)が得られる。ただし図中縦軸に示す $E - E_2$ は E が一定値であること、および駆動時と対比させること、などの理由により E_2 の値のみを示し、しかも E_2 を縦軸にそって上昇するよう選ぶと、駆動時の対数目盛に対し軸は上下逆転する。即ち周波数 f の上昇で駆動時と同様通電率 α は増大するが、 E_2 の値は比例して下降する関係となる。点線で示す値は駆動および再生時とも負荷電流の大きさを10A一定とした場合であり T_1 の値いかにかわらず各制御周波数領域で一様な制御特性が得られる。これに対し実線で示す値はそれぞれ最大通電率 $\alpha_m = 0.8$ での負荷電流を10Aとし、チョップ周波数が低下するにつれて、即ち通電率の減少に比例して負荷電流が減少する場合であり、駆動時再生時とも図示のように T_1 が小さくなると比較

的高い周波数制御領域では広い周波数変化を必要とする。これは比較的高い周波数制御領域では通電期間 T_1 中に占める転流期間の割合が大きくなるため、負荷電流減少につれて後述の第14図に示すように逆バイアス期間が増大する事により通電期間 T_1 も増大するためである。回生時においてはチョッパ周波数に比例した直線的な制御特性が得られていないのは駆動時においては電源 E_2 のかわりにコンデンサと一定値の並列抵抗で置きかえたためチョッパ周波数が低下するにつれて、即ち通電率の減少に正比例して負荷電流が減少するが、回生時においては電源 E のかわりにコンデンサと一定値の並列抵抗でおきかえ、回生電力を一定としたため、チョッパ周波数に対し負荷電流 ($-I_o$) が正比例に減少していないためである。

＜4.3＞ 転流コンデンサ電圧 第13図は駆動時および回生時における負荷電流と転流コンデンサ電圧の関係

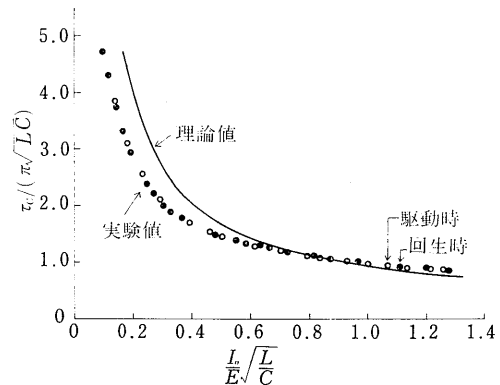


第13図 負荷電流と転流コンデンサ電圧の関係

を求めたものである。図は $E=100V$, $C=0.8\mu F$, $L=55\mu H$, $R=0.42\Omega$ とした場合である。ただし図において負荷電流 I_o においては飽和時での転流回路の固有振動電流のピーク値 $E\sqrt{C/L}$ で、また転流コンデンサ電圧 E_{c0} においては電源電圧 E でそれぞれ基準化して示している。負荷電流 I_o の増加にともない期間4および期間5の転流コンデンサ追加充電により E_{c0} は直線的に増大する値を示し、コンデンサ追加充電期間の大半を占める期間5は第6図および第8図のそれぞれの動作回路(8)に示すように駆動時、回生時とも全く同じコンデンサ追加充電回路となるため、ほぼ等しい値を示す。さらに前記で述べたように通電期間 T_1 を駆動時と回生時で全く等しくとれば期間4においてもコンデンサ充電回路

は一致し、 E_{c0} は駆動時と回生時で同一の値を示すものと思われる。また実線で示す理論値は駆動時の動作解析で示した(2), (4), (5)および(8)式より終期値を求め、初期値として与えこれらを解く事により求めた理論値である。また前記のように回路方程式は駆動時と回生時で一致するため、駆動時で求めたこの値は回生時の値でもある。また実線で示す理論値と実験値は大巾な誤差を生じている。この原因は追加充電時の回路を形成する電源の内部インピーダンス等を理論値では考慮していない事、またバイパスダイオード等の逆回復時間あるいは又順回復時間等の間フリーホイールダイオード等が通電せず、そのため転流コンデンサ追加充電の大半を占める期間5が短縮する事等が考えられる。またこのコンデンサ電圧上昇は、平滑リアクトル L_L が極端に小さくなるような例を除いて、負荷電流のみによって決まり、負荷の時定数にはほとんど関係しない。

＜4.4＞ 逆バイアス特性 第14図は駆動時および回生時における負荷電流 I_o と逆バイアス時間 τ_c の関係を

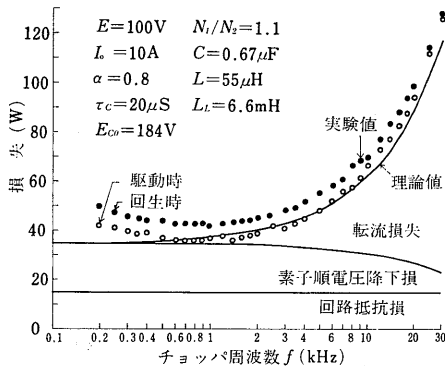


第14図 負荷電流と逆バイアス時間の関係

求めたものである。ただし I_o においては前記のように飽和時での転流回路の固有振動電流のピーク値により、又 τ_c においてはその固有振動電流のパルス巾 $\pi\sqrt{LC}$ によりそれぞれ基準化している。駆動時と回生時でコンデンサ電圧はほぼ一致するため τ_c も等しい値となる。 τ_c は I_o にほぼ逆比例する曲線となるが負荷電流 I_o の増加にともないコンデンサ電圧も上昇するため重負荷になるにつれてほぼ一定の値を示すようになる。実線で示す理論値は前章より $\tau_c = t_4 - t_1$ より求めたものである。回路方程式は駆動時と回生時で一致するため駆動時で求めたこの値は回生時の値でもある。また軽負荷時になるにつれて実験値は理論値と比べ大巾に誤差を生じ減少してくる。これは軽負荷になるにつれて可飽和補助変圧器

T の励磁電流等が影響してくるためである。すなわち軽負荷時では転流コンデンサ電流は前章で示す $(N_1/N_2)I$ の値より大巾に誤差を生ずることとなり、しかもこの期間は重負荷時と比べ増大するため、理論値以上の転流コンデンサ電流が流出し、逆バイアス期間は理論値と比べ大巾に減少する結果となる。

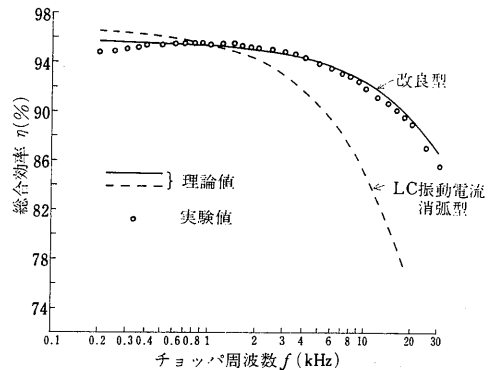
<4.5> 損失および効率 第15図は負荷電流 $|I_o|$ および通電率 α を一定とし、制御周波数に対する本チョッ



第15図 改良型チョッパ回路の損失

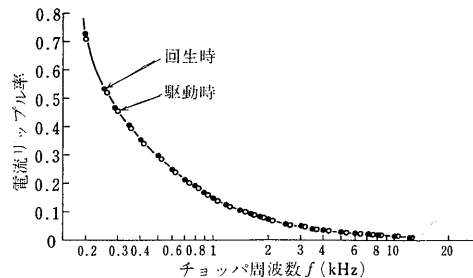
パ回路の損失を求めたものである。実線で示す理論値においては各部の損失を分離して示している。図において周波数増大と共に転流損失も増大するが第7図の v_o 波形で示す通電期間 T_1 中に占める転流期間の割合が増し、主サイリスタ通電期間の割合が減少するため、主サイリスタ順電圧降下損はわずかながら減少する。比較的周波数が高い領域では理論値と実験値は誤差を生ずるが、理論値では考慮していないサイリスタ等のスイッチング損失が実験値で表われるためである。また周波数が低くなる領域においても実験値と理論値は誤差を生ずる。この原因は第17図に示すように電流リップル率が増加することによる損失の増加、および平滑リアクトル中において周波数減少に比例してヒステリシス環線回数は減少するが最大磁束密度は周波数減少に比例して増大し、ヒステリシス損は最大磁束密度の1.6~2.0乗程度に比例して増加するため結局周波数低下に従がいヒステリシス損は増加すること、などの理由であるが理論値ではこれらを考慮していないためである。また実験値において、駆動時と比べ回生時は多少損失が増大するが、この場合通電率 $\alpha=0.8$ とし、即ち主サイリスタ通電期間が比較長く、これは通電期間には電源と負荷が直接接続され電力が伝達されるが、回生時には通電期間中リアクトルに磁気エネルギーとして蓄えられた後伝達される事によるエネルギー損のためである。第16図はチョッパ回路の総合効率

(出力/入力) をチョッパ周波数に対し求めたものである。実線および点線はそれぞれ本チョッパ回路および従



第16図 総合効率

来の LC 共振電流消弧型の理論値である。従来のものは転流コンデンサ電荷の充放電が28%程度しか逆バイアスとして利用されないため、転流損失は本改良型と比べ3.5倍程度に増大する。従って図のように周波数が増大するにつれて効率も大巾に低下する。一方本改良型においては転流コンデンサ電荷が充分に利用される結果、周波数増大につれて従来の電流消弧型と比べ大巾に効率を改善する結果となる。転流損失があまり影響しなくなる低周波時には理論値においてわずかながら LC 共振電流消弧型が上回るがこれは LC 共振電流消弧型が主サイリスタ1個に対し、改良型では2個直列となるためである。実験値で示すように本チョッパ回路においては最大効率は0.7~1.4kHzあたりで得られ、95.5%と高い値を示す。又20kHzで89.1%となり非常に高いチョッパ周波数であるにもかかわらず比較的高い値が得られた。第17図はチョッパ周波数に対する電流リップル率を



第17図 電流リップル率

求めたものであり、前記のように通電期間 T_1 を等しくとれば、駆動時と回生時で一致した値を示す。

5. むすび

転流コンデンサの充放電を能率より利用し、転流効率を改善する本論のチョッパ回路は次のような利点を持つ

ている。

(i) 転流損失が大巾に改善される。転流コンデンサの充放電は従来の LC 振動電流消弧型と比べ、転流コンデンサの充放電は転流に先立つコンデンサ電荷の予備の反転が不必要なことで50%以下となり、さらに可飽和補助変圧器を用いる事により56%程度となるため転流損失は28%程度に減少する。

(ii) 素子の利用率が高く、転流コンデンサが小型化する。LC 振動電流消弧型においては最大電荷利用時で負荷電流の1.5倍の最大転流電流が流れるのに比べると、転流用サイリスタやダイオードの電流容量を30%程度減少できる。またコンデンサ電荷が充分に利用されるので LC 振動電流消弧型に比べコンデンサの値は40%以上減少する。

(iii) 出力周波数限界の上昇が可能となる。LC 振動電流消弧型と比べ転流期間は、コンデンサ電荷の予備の反転が不必要な事で50%以下、転流コンデンサ電流波形をほぼ矩形波にする事により53%程度に改善され、最高時で合計27%程度に減少できる。従って制御限界周波数はターンオフ時間が $20\mu\text{s}$ の素子を用いた場合従来の LC 振動電流消弧型では 13kHz 程度であるのに対し、本チョッパ回路では 25kHz 程度となり非常に高くできる。

(iv) 負荷電流上昇にともないコンデンサ転流能力が増大する。LC 振動電流消弧型等はコンデンサ予備反転時において転流損によりコンデンサ電圧が低下するため負荷電流に応じたコンデンサ転流能力の増大の利点を充分に利用する事ができない。

(v) 最小の主サイリスタ通電期間をより小さくできる。LC 振動電流消弧型等と比べ転流に先立つコンデンサ予備反転がないため転流用補助サイリスタのトリガでただちに転流動作に移行できる。

一方本論のチョッパ回路の欠点として次のような事が考えられる。

(i) 主サイリスタおよび帰還ダイオードが増える。

(ii) 転流用可飽和リアクトルに主電流が通るためこれが多少大型化する。又これに角型ヒステリシス磁心を用いたリアクトルが2個必要である。

(iii) 軽負荷時では転流期間が多少増すため上限周波数が低下する。従って可変周波数制御が必然的なものとなる。

以上本論のチョッパ回路では負荷として、駆動時ではコンデンサに並列に接続された抵抗により、また回生時には負荷の直流電動機等を直流電源によりおきかえ等価的に解析を行ったものである。従って負荷として本来の直流電動機等を用いた過渡状態等の動特性についても充

分検討する余地がある事を付記する。

おわりに本研究の一部は本学特別研究費によりなされた事を記し、特別な御配慮に対し深く感謝の意を表します。

文 献

- (1) 北岡・芦谷・古田・成戸：三菱電機技報45, 8, 1028 (昭46-8)
- (2) 刈田：電学誌90, 6, 30 (昭45-6)
- (3) T. Tsuboi, et al.: IEEE Trans. Industr. Applic. IA-9, 3, 294 (1973-5)
- (4) 上里：サイリスタ活用自由自在：p.129 (昭48) 誠文堂新光社
- (5) R. E. Morgan: IEEE Trans. Commun. Electronics CE 83, 366 (1964)
- (6) 佐藤：電学誌87, 398 (昭42-2)
- (7) GE編：SCR Manual 5th Ed. p.369 (1972)
- (8) 佐藤・村瀬：電学誌89, 2158 (昭44-11)
- (9) B.D. Bedford, R.G. Hoft: Principles of Inverter Circuits, Wiley, p.316 (1964)
- (10) W. McMurray: Intermag. Conf. 4-1 (1964-4)
- (11) たとえば、阿部・石橋：富士時報 47, 2, 242 (1974)
- (12) 文献29参照
- (13) G. N. Revankar・V. K. Tandon: IEEE Trans. Ind. Elec. Cont. Inst. IECI-22, 3, 417 (1975-8)
- (14) S. B. Dewan, A. Straughen: Power Semiconductor Circuits, Wiley, p.299, (1975)
- (15) B.H. Smith: IEEE Trans. Ind. Elec. Cont. Ins. IECI-15, 1, p.1 (1968-11)
- (16) 河上：電気学会論文誌 94-B, 586 (昭49-11)
- (17) 末岡・石橋・島崎・平出：昭和50年 電気学会全国大会講演論文集, 5, 662 p.821 (昭50-4)
- (18) 松井・渡辺・佐藤：昭和51年電気学会全国大会講演論文集, 5, 714, p.909 (昭51-4)
- (19) 松井・佐藤：電気学会論文誌 97-B, (昭52-7)掲載予定
- (20) 松井・渡辺・佐藤：昭和51年電気関係学会四国支部連合大会講演論文集, 9-4, p.147, p.148
- (21) 松井・渡辺・佐藤：昭和51年電気関係学会四国支部連合大会講演論文集, 9-5, p.149, p.150
- (22) 松井・渡辺・佐藤：昭和51年電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, 119, p.119
- (23) 赤松・熊野・加我：電気学会論文誌93-B, p.307 (昭48-7)
- (24) 松井・佐藤・渡辺：昭和50年電気関係学会四国支部連合大会講演論文集, 9-9, p.183~p.184 (昭50-11)
- (25) 松井・佐藤：昭和50年電気学会全国大会講演論文集, 5, 696, p.864 (昭50-4)
- (26) 松井・佐藤：電気学会論文誌95-B, 12, 575 (昭50-12)
- (27) 松井・佐藤・渡辺：昭和50年電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, 108, p.108 (昭50-10)
- (28) 松井・佐藤：昭和50年電気関係学会四国支部連合大会講演論文集, 9-8, p.181~p.182 (昭50-11)
- (29) 松井・佐藤・渡辺：中部工業大学紀要 第11巻A 33 (昭50-12)