直列形自己転流直流-直流コンバータ回路

大阪大学 西村 正太郎

大阪大学 中岡 睦雄

大阪大学 浜口 忠夫

1. ま え が き

サイリスタによるチョップ形直流-直流コンバータは、Morgan 回路⁽¹⁾が発表されて以来多くの回路形式が考案され、車両用その他、直流電力の制御変換に応用されている。⁽²⁾ これらのコンバータを制御法から分類すると周知のように、パルス幅変調 (PWM) 方式、パルス周波数変調 (PFM) 方式およびこれらの混合方式などがある。PFM 方式は一般に動作周波数を高くすることができる点ですぐれている。

一方、転流方式には大別して自己転流方式と強制転流方式がある。この自己転流方式にも Morgan 回路のようにサイリスタと並列に LC 直列共振回路をつなぐ並列形と、直列インバータのようにサイリスタと直列に負荷を含めた共振回路をつなぐ直列形⁽³⁾⁽⁴⁾とがある。直列形のものは並列形および強制転流方式のものと比較してサイリスタの点弧時の di/dt ストレスが小さく、動作周波数を高くすることができるので、転流および平滑回路要素が小さく速応性も高くなる。

筆者らはこの直列形自己転流直流-直流コンバータ⁽⁵⁾の特長に着目し、まず、一個のサイリスタを用いた PFM 方式の基本的な回路構成で、回路設計に必要な解析、出力電圧の制御などの動作特性の検討を行ないはば所期の結果を得た。

本論文はこの基本的な回路の構成、動作解析ならびに実験結果を示し、この回路が昇降圧直流-直流コン

バータに応用できることを述べたものである。

2. 回路構成と動作

第1図は直列形自己転流直流-直流コンバータ回路である。この回路はサイリスタ Th 、転流リアクトル L_1 、転流コンデンサ C よりなる直列形自己転流回路の基本回路にフライホイールダイオード F.D と平滑リアクトル L_2 からなる平滑回路をつないだ構成で、 $L_2 \gg L_1$ としている。この平滑回路によって負荷電流は平滑化され、出力電圧の脈動率が小さくなるとともに、サイリスタの自己転流動作も安定に行なわれる。なお、第1図の点線に示すようなフィードバック構成にすると、出力電圧が一定となる定電圧直流-直流コンバータとして用いることができる。

この直流-直流コンバータの動作は (i) F.D がオンオフ動作する状態と (ii) F.D がオンオフ動作しない状態とがある。第2図は (i) の場合の定常状態で、しかも、負荷電流が一定電流 I_L とみなせるときの各部の電圧、電流波形である。この場合の動作モードは第2図からわかるように

第1図 直列形直流-直流コンバータ回路

Fig. 1. Series type DC-DC converter circuit.

Series Type Self-Commutated DC-DC Converter Circuit. By M. NISHIMURA, Member Member M. NAKAOKA, Member & T. HAMAGUCHI, (Faculty of Engineering, OSAKA University).

西村正太郎: 正員, 大阪大学工学部電気工学科教授

中岡 睦雄: 正員, 大阪大学工学部 (現在神戸大学工学部)

浜口 忠夫: 正員, 大阪大学工学部 (現在神戸大学工学部)

第2図 第1図の回路動作を説明する電圧、電流波形

Fig. 2. Voltage and current waveforms illustrating the circuit action of Fig. 1.

第3図 各モードの等価回路

Fig. 3. Equivalent circuits for each mode.

モード① $0 < t \leq t_1$: Th がトリガされ、F.D がオフ状態になるまでの期間

モード② $t_1 < t \leq t_2$: Th の電流が零になるまでの期間

モード③ $t_2 < t \leq t_3$: 転流コンデンサの電圧が零になり、F.D がオン状態になるまでの期間

モード④ $t_3 < t \leq t_4 = T$: F.D がオン状態で、Th がふたたびトリガされる時刻までの期間

に分けられる。(ii)の動作状態では上記のモード①と④がなくなり、②と③だけになる。このコンバータは転流動作の点から(i)の動作状態で使用するのが望ましく、以下この動作状態についてだけ述べる。

第3図は第2図の各モードに対する等価回路である。このコンバータの定常状態における動作を第2図

第3図に従って簡単に述べる。

①: Th が外部パルス信号によりトリガされると、この時点ではコンデンサCはF.D で短絡されているので、第3図(I)の等価回路が形成され、Thを通して第2図の $i_{1\Phi}$ のように直線的に増加する電流が直流電源Eより L_1 -F.Dの閉回路に流れる。これと同時に、F.D- L_2 -Rの閉回路に負荷電流 I_L が流れる。F.Dの電流 $i_{F.D\Phi}$ は $i_{1\Phi} - I_L$ であり、 $i_{F.D\Phi}$ が零になる時刻 t_1 でF.Dはオフ状態になる。

②: $i_{F.D\Phi}$ が零になると第3図(II)の等価回路が形成される。Thの電流 $i_{1\Phi}$ は $i_{c\Phi} + I_L$ となり、Cは $i_{c\Phi}$ によりE以上に共振的に充電される。 $i_{1\Phi}$ が零になる時刻 t_2 でThは自然に転流してオフとなる。

③: ThがオフになるとCの電荷は等価回路(III)の L_2 -R-Cの閉回路で放電し、Cの電圧 v_c は第2図の $v_{c\Phi}$ のように直線的に減少する。 v_c が零になる時刻が t_3 である。

④: t_3 以後F.Dは順バイアスされ、CがF.Dにより短絡されるので、負荷電流 I_L は L_2 -R-F.Dの閉回路で流れつづける。

以後、上述の動作を順次周期的にくり返す。

3. 回路解析と動作条件

この解析は回路の動作条件を検討し、基本的な設計条件を得るためのもので、各構成要素はすべて理想的な特性とする。また、負荷Rには脈動のない一定電流 I_L が流れているものとする。

〈3.1〉 回路解析 モード①: 第3図の等価回路(I)で

$$\left. \begin{aligned} i_{1\Phi}(t) &= Et/L_1 \\ i_{F.D\Phi}(t) &= Et/L_1 - I_L \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

(1)式から $i_{F.D\Phi}(t) = 0$ となる時刻 t_1 は

$$t_1 = I_L L_1 / E = \lambda / \omega \dots\dots\dots (2)$$

$$\text{ただし、} \lambda = I_L / I_p, I_p = E / (\omega L_1), \omega = 1 / \sqrt{L_1 C}$$

となる。

モード②: 等価回路(II)から

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{di_{1\Phi}}{dt} + v_{c\Phi} &= E, \quad i_{1\Phi} - i_{2\Phi} = C \frac{dv_{c\Phi}}{dt} \\ \dots\dots\dots \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

となり、 $i_{2\Phi} = I_L$ とすると $i_{1\Phi}$ の初期値 I_L に対して、 $i_{1\Phi}$ 、 $v_{c\Phi}$ は

$$\left. \begin{aligned} i_{1\Phi}(t) &= I_L + I_p \sin \omega(t - t_1) \\ v_{c\Phi}(t) &= E \{1 - \cos \omega(t - t_1)\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

となる。(4)式で $i_{1\Phi}(t) = 0$ となるためには $\lambda = I_L /$

$I_p \leq 1$ でなければならない。 $\lambda \leq 1$ のとき、 $i_{1③}(t)=0$ となる時刻 t_2 は次式のようになる。

$$t_2 = (\lambda + \pi + \sin^{-1}\lambda)/\omega \dots\dots\dots (5)$$

この t_2 は T_h の導通期間 T_{on} でもある。

モード③：等価回路 (Ⅲ) で

$$i_{2③} = -C \frac{dv_{C③}}{dt} \dots\dots\dots (6)$$

となり、 $i_{2③}=I_L$ とすると $v_{C③}$ の初期値 $v_{C③}(t_2)$ に対して $v_{C③}$ は

$$v_{C③}(t) = v_{C③}(t_2) - I_L(t-t_2)/C \\ = E(1 - \sqrt{1-\lambda^2}) - I_L(t-t_2)/C \quad (7)$$

となる。 $v_{C③}(t)=0$ なる時刻 t_3 は

$$t_3 = \{\lambda + \pi + \sin^{-1}\lambda + (1 + \sqrt{1-\lambda^2})/\lambda\}/\omega \\ \dots\dots\dots (8)$$

となる。 $v_{C③}$ が零になると F.D が動作して次のモードに移る。(8)式の t_3 は動作周期 T の最小値 T_{min} でもある。

モード④： $T > T_{min}$ のときモード④が生じ、このモードでは負荷電流 I_L は F.D-L₂-R の閉回路で保持される。

(3.2) 動作条件 この回路が正常に動作するためには、次のようなサイリスタの逆バイアス条件と制限条件が満たされなければならない。すなわち

(a) 逆バイアス条件 逆バイアス時間 $t_c \geq t_{off}$

(b) 制限条件

(i) 順方向電圧の最大値： $V_{Thfmax} \leq V_{B0}$,

(ii) 逆方向電圧の最大値： $V_{Thrmax} \leq V_I$,

(iii) 電流上昇率： $(di_{1③}/dt)_{t=0} \leq (di/dt)_{Th}$,

(iv) 電圧上昇率： $(dv_{Th③}/dt)_{t=t_2+t_c} \leq (dv/dt)_{Th}$

ただし、

t_{off} ：サイリスタのターンオフ時間、 V_{B0} ：定

格ブレークオーバー電圧、 V_I ：定格逆耐電圧、

$(di/dt)_{Th}$ ：定格順電流上昇率、 $(dv/dt)_{Th}$ ：

定格順阻止電圧上昇率

サイリスタの電圧はモード①、③の間は零であるが、モード③、④では

$$v_{Th③}(t) = E - v_{C③}(t) \\ = I_L(t-t_2)/C - E\sqrt{1-\lambda^2} \dots\dots (9)$$

$$v_{Th④}(t) = E \dots\dots\dots (10)$$

となる。逆バイアス時間 t_c は $v_{Th③}(t)=0$ を満す時間から

$$t_c = EC\sqrt{1-\lambda^2}/I_L = \sqrt{1-\lambda^2}/(\omega\lambda) \geq t_{off} \\ \dots\dots\dots (11)$$

となる。(11)式から t_{off} が与えられると、逆バイアス

条件を満たす λ の最大値 λ_m は

$$\lambda_m = 1/\sqrt{1+(\omega t_{off})^2} \dots\dots\dots (12)$$

となる。 V_{Thfmax} は (10) 式から

$$V_{Thfmax} = E \leq V_{B0}$$

V_{Thrmax} は (9) 式から

$$V_{Thrmax} = -v_{Th③}(t_2) = E\sqrt{1-\lambda^2} \leq V_I$$

となる。 $\{di_{1③}(t)/dt\}_{t=0}$ は (1) 式から

$$\{di_{1③}(t)/dt\}_{t=0} = E/L_1 \leq (di/dt)_{Th} \dots (13)$$

となる。この式からサイリスタの点弧時に負荷電流 I_L がサイリスタに流れないので (di/dt) が小さくなる

ことがわかる。 $\{dv_{Th③}(t)/dt\}_{t=t_2+t_c}$ は (9) 式から

$$\{dv_{Th③}(t)/dt\}_{t=t_2+t_c} = I_L/C \leq (dv/dt)_{Th} \\ \dots\dots\dots (14)$$

となる。

4. 平均出力電圧

定常状態では L_2 の平均電圧は零になるので、出力電圧の平均値 E_0 は転流コンデンサの電圧 v_C の平均値に等しい。したがって、 E_0 は (4), (7) 式から

$$E_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} v_{C③}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} v_{C③}(t) dt \\ = \frac{E}{\omega T} \left\{ \pi + \lambda + \sin^{-1}\lambda + \frac{(1 + \sqrt{1-\lambda^2})^2}{2\lambda} \right\} \\ \dots\dots\dots (15)$$

となる。

他方、 v_C の交流分は L_2 によりじゅうぶん減衰しているものとすれば、負荷抵抗 R に加わる電圧は $Ri_{2③}$ (⑦：①～④) で $i_{2③}=I_L$ とするとこれは E_0 に等しく

$$E_0 = RI_L = R\lambda I_p = E\lambda R\sqrt{C/L_1} \dots\dots (16)$$

となる。

第4図は(15), (16)式より λ と E_0/E の関係をそれぞれ $\pi/(\omega T)$, $R\sqrt{C/L_1}$ をパラメータにとって表わしたものである。この図から E_0 は $\pi/(\omega T)$ と $R\sqrt{C/L_1}$ が与えられるとこれに対応した交点で与えられる。また、 E_0 は $T=T_{min}$ のとき最大となり、 E_0 の最大値 E_{0max} は (8), (15) 式から

$$E_{0max} = \frac{E}{\omega T_{min}} \left\{ \pi + \lambda + \sin^{-1}\lambda + \frac{(1 + \sqrt{1-\lambda^2})^2}{2\lambda} \right\} \\ = E \frac{\lambda + \pi + \sin^{-1}\lambda + (1 + \sqrt{1-\lambda^2})^2/2\lambda}{\lambda + \pi + \sin^{-1}\lambda + (1 + \sqrt{1-\lambda^2})/\lambda} \\ \dots\dots\dots (17)$$

となる。

第4図の点線は λ と E_{0max}/E の関係を示す。第5図は $R\sqrt{C/L_1}$ をパラメータにとって $\pi/(\omega T)$ と

第4図 E_0/E と λ の関係
Fig. 4. Relation between E_0/E and λ .

第5図 E_0/E と $\pi/\omega T$ の関係
Fig. 5. Relation between E_0/E and $\pi/\omega T$.

E_0/E の関係を示したものであり、この関係は第4図から得られる。第4図、第5図からわかるように本回路は負荷の変動による出力電圧の電圧変動率が大きい欠点がある。この欠点を改善するには第1図の点線で示すようにフィードバック構成にし、負荷の変動に応じて動作周期を制御する必要がある。

5. 最小動作周期

このコンバータでは動作周期が最小のとき負荷電流は最大になり、この最大負荷電流 I_{Lm} に対する λ の値 I_{Lm}/I_p は普通 (12) 式の λ_m に等しくなるように決められる。したがって、(8)式の T_{min} は

$$T_{min} = t_{off} \left\{ 1 + \frac{1 + \lambda_m(\pi + \lambda_m + \sin^{-1} \lambda_m)}{\sqrt{1 - \lambda_m^2}} \right\} \quad (18)$$

となる。また、(5)、(12)式から $\lambda = \lambda_m$ に対するサイリスタの導通期間 T_{on} は

第6図 λ_m と τ および D_f の関係
Fig. 6. Relations between λ_m and τ , D_f .

$$T_{on} = t_{off} \frac{\lambda_m(\pi + \lambda_m + \sin^{-1} \lambda_m)}{\sqrt{1 - \lambda_m^2}} \quad (19)$$

となる。第6図は(18)式から T_{min}/t_{off} と λ_m の関係および(18)、(19)式からサイリスタのデューティファクタ $D_f = T_{on}/T_{min}$ と λ_m の関係を求めたものである。このコンバータは高い動作周波数でを使用することを目的としているから、 λ_m を小さく選び T_{min} を小さくするとよい。しかしながら、 λ_m があまり小さいと D_f が小さくなるとともに、(3)式からわかるように直流電源電流はピーク値の大きい波形率の悪い電流になる。逆に λ_m を大きく選ぶと D_f が大きくなり、直流電源電流の波形率も良くなるが、 λ_m があまり大きいと動作周波数は高くできない。したがって、上記の点を考慮すると、 λ_m の範囲は第6図からほぼ $0.4 \leq \lambda_m \leq 0.7$ と考えられる。

6. 回路設計

回路を構成する転流要素 (L_1, C)、平滑リアクトル (L_2) の回路定数および最小動作周期 (T_{min}) はそれぞれ相互に関連があるため、単独に決めることはできない。ここでは E , I_{Lm} , t_{off} が与えられるものとして、 L_1 , C , L_2 , T_{min} を決める。

(i) λ_m の値を $0.4 \leq \lambda_m \leq 0.7$ の範囲で適当に決める。 λ_m に対する E_{0max} を (17) 式から求めこれを E_{0m} とすると、このときの負荷抵抗の値は E_{0m}/I_{Lm} と表わせる。ここでは、 $E_{0m}/I_{Lm} = R_m$ を定格負荷抵抗とする。

(ii) $\lambda_m = (I_{Lm}/E) \sqrt{C/L_1}$ であるから $\sqrt{L_1/C} = I_{Lm}/(\lambda_m E)$ となり、(11)式から $\omega = \sqrt{1/\lambda_m^2 - 1}/t_{off}$ となる。この両式から L_1, C はそれぞれ

$$L_1 = \sqrt{L_1/C}/\omega = I_{Lm} t_{off} / (E \sqrt{1 - \lambda_m^2})$$

$$C = \sqrt{C/L_1}/\omega = E \lambda_m^2 t_{off} / (I_{Lm} \sqrt{1 - \lambda_m^2})$$

第7図 v_c の近似波形Fig. 7. Approximate waveform of capacitor voltage v_c .

$$\left. \begin{aligned} &\geq E/(di/dt)_{Th}, \\ &\geq I_{Lm}/(dv/dt)_{Th} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (20)$$

となる。

(iii) λ_m に対する T_{min}/t_{off} を第6図から求め、これを τ とすると $T_{min} = \tau t_{off}$ となり、 T_{min} が決まる。

(iv) これまでは動作周期 T に無関係に負荷電流を一定と仮定して解析したが、本回路は PFM 方式で T が変わるために PWM 方式のように脈率を一定値内に抑えることはむづかしい。そこで、 $R=R_m$ 、 $E_0=E_{0\delta}=\beta E_{0m}$ 、 $\lambda=\lambda_\delta=\beta\lambda_m$ ($\beta \leq 1$) に対して出力電圧の基本波交流分の脈率 δ を定め、上述の仮定が成立する L_2 の値を求める。簡単のために v_c を第7図に示す波形で近似する。この図で $T_{on\delta}$ 、 $T_{d\delta}$ 、 T_δ は $E_0=\beta E_{0m}$ に対する T_h の導通期間、 C の放電期間および動作周期で次式のように表わせる。

$$\begin{aligned} T_{on\delta} &= (\lambda_\delta + \pi + \sin^{-1} \lambda_\delta) / \omega, \\ T_{d\delta} &= (1 + \sqrt{1 - \lambda_\delta^2}) / (\omega \lambda_\delta) \\ T_\delta &= \frac{T_{on\delta} + T_{d\delta} (1 + \sqrt{1 - \lambda_\delta^2}) / 2}{\beta E_{0m} / E} \end{aligned}$$

第7図に示す波形をフーリエ展開すると

$$v_c(t) = \beta E_{0m} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \sin \frac{2\pi n t}{T_\delta} + b_n \cos \frac{2\pi n t}{T_\delta} \right) \dots\dots\dots (21)$$

となる。ただし

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{ET_\delta(T_{on\delta} + T_{d\delta})}{\pi^2 T_{on\delta} T_{d\delta} n^2} \left\{ \sin \frac{2\pi n T_{on\delta}}{T_\delta} - \frac{T_{on\delta}}{T_{on\delta} + T_{d\delta}} \sin \frac{2\pi n (T_{on\delta} + T_{d\delta})}{T_\delta} \right\} \\ b_n &= \frac{ET_\delta(T_{on\delta} + T_{d\delta})}{\pi^2 T_{on\delta} T_{d\delta} n^2} \left\{ \cos \frac{2\pi n T_{on\delta}}{T_\delta} - \frac{T_{on\delta}}{T_{on\delta} + T_{d\delta}} \cos \frac{2\pi n (T_{on\delta} + T_{d\delta})}{T_\delta} - \frac{T_{d\delta}}{T_{on\delta} + T_{d\delta}} \right\} \end{aligned}$$

(21)式から基本波交流分に対する平均値脈率 δ が求められこれを使えば L_2 は指定される β と δ に対して

$$L_2 = \frac{R_m T_\delta}{2\pi} \sqrt{4 \frac{a_1^2 + b_1^2}{(\beta \delta E_{0m})^2} - 1} \dots\dots\dots (22)$$

として決定できる。

設計例として、 $E=100$ V、 $I_{Lm}=9.4$ A、 $t_{off}=30$ μ s、 $\lambda_m=0.6$ 、 $E_{0m}=94$ V、 $\beta=0.25$ 、 $\delta=0.1$ の場合、 $L_1=175$ μ H、 $C=4.4$ μ F、 $T_{min} \approx 180$ μ s、 $L_2=152$ mH となる。

7. 実験結果とその検討

第8図は設計例（動作周期 $T=300$ μ s）に対する試作器の各部動作波形のオシログラムである。電圧、電流波形は解析結果とはほぼ一致している。この図からわかるように、出力電圧、負荷電流はかなり平滑化されており脈率は小さい。コンデンサの充電電流は正弦波半波パルス状になっており、 L_2 を入れたためにサイリスタの転流時の負荷電流の値が小さく抑えられ、サイリスタの di/dt ストレスが小さくなるばかりか転流動作が安定に行なわれる。

第9図は $R \sqrt{C/L_1}$ をパラメータにとって $\pi/(\omega T)$

第8図 第1図の回路に対する電圧・電流オシログラム

Fig. 8. Oscillograms for circuit shown in Fig. 1.

第 9 図 第 1 図の回路に対する E_0/E と $\pi/\omega T$ の関係

Fig. 9. Relation between E_0/E and $\pi/\omega T$ for circuit shown in Fig. 1.

と E_0 の関係を求めたものである。点線は第 4 図から求め理論的、実線は実験値である。ただし、負荷抵抗は平滑リアクトルの直流抵抗 (0.8Ω) を含めたものである。実験値は理論値より小さくなっているが、これは (i) サイリスタの損失、(ii) L_1 の銅損、(iii) L_2 の鉄損のためである。

このコンバータは動作周波数が高いので上記の損失のうちサイリスタのスイッチング損失と平滑リアクトルの鉄損が大きくなる。この損失はサイリスタと鉄心の特性から決り、設計の際に特に注意しなければならない。

8. 直列形昇降圧直流-直流コンバータ回路

以上のように第 1 図の回路は降圧形直流-直流コンバータとしてじゅうぶん実用化できるが、出力電圧は電源電圧より高くできない。

第 10 図は第 1 図の回路を単位回路として複数個用

第 10 図 多重直列形昇降圧直流-直流コンバータ

Fig. 10. Multiple-stage series-type step-up and down DC-DC converter.

第 11 図 二重構成の直列形昇降圧直流-直流コンバータ

Fig. 11. 2-stage series-type step-up and down DC-DC converter.

い、直列電源に対して多重構成にした昇降圧直流-直流コンバータであり、第 11 図は単位回路を 2 個用いた昇降圧直流-直流コンバータである。ここでは第 11 図の回路について簡単に述べる。

この回路を構成する各単位回路は $T/2$ (T : 動作周期) の位相差をもって第 1 図の回路と同様の動作をする。すなわち、 Th_{11} と Th_{12} が同時にトリガされ、 $T/2$ の位相差をもって Th_{21} と Th_{22} がトリガされる。単位回路の平均出力電圧 E_0 は、負荷電流が一定とみなせる場合は (15), (16) 式から求めることができる。この昇降圧直流-直流コンバータは二つの単位回路から構成されているので、その出力電圧は単位回路の 2 倍になる。したがって、出力電圧 E_0 とすれば

$$E_{02} = \frac{2\pi}{\omega T} \left\{ 1 + \frac{\lambda \sin^{-1} \lambda}{\pi} + \frac{(1 + \sqrt{1 - \lambda^2})^2}{2\pi \lambda} \right\} \quad (23)$$

$$E_{02} = E \lambda R \sqrt{C/L_1} \quad (24)$$

ただし、 $L_1 = L_{11} + L_{12}$

なる。

E_{02} は動作周期 T をかえることになり連続的に零から約 $2E$ まで調整できる。 Th_{11} , Th_{12} と Th_{21} , Th_{22} は $T/2$ の位相差で交互にオンオフするので、サイリスタはその導通期間 $T_{on} \leq T/2$ でなければ自己転流しない。サイリスタが自己転流するための条件は (5) 式から

$$T_{on} = (\lambda + \pi + \cos^{-1} \lambda) / \omega \leq T/2 \quad (25)$$

となる。なお、 R_0 , C_0 は全てのサイリスタがオフ状態のとき回路が非連結回路になるのを防ぎ、サイリスタに加わる電圧を規定させるために設けたものであり、實際上主回路の動作にはほとんど影響しないような値に選ばれている。 L_{12} は直列インバータの結合を

第 12 図 二重構成の昇降圧直流-直流コンバータの電圧、電流のオシログラム

Fig. 12. Oscillograms of 2-stage series type step-up and down DC-DC converter.

第 13 図 第 11 図の回路に対する E_{02}/E と $2\pi/\omega T$ の関係

Fig. 13. Relation between E_{02}/E and $2\pi/\omega T$ for circuit shown in Fig. 11.

もった転流リアクトルと同様の動作をする。 R_0, C_0 の動作と L_{12} の動作により逆バイアス時間を単位回路の場合に比べ長くすることができる。

第 12 図は各部動作波形のオシログラムである。この図からわかるように入力電流および出力電圧の脈動周波数は第 1 図のものより高くなり、実用化に際しての問題が少なくできるだけでなく出力の平滑リアクトルは小さくできる。第 13 図は (23), (24) 式から $R\sqrt{C/L_1}$ をパラメータにして求めた $2\pi/(\omega T)$ と E_{02} の関係を示す。

9. む す び

本論文では負荷共振による自己転流チョップ形直列-直流コンバータの方式を紹介し、動作特性の解析と試作実験を行ない検討を加えた。その内容と結果を要約すると次のようになる。

(1) 本コンバータは一つのサイリスタで構成された簡単なものであり、従来のものより di/dt が小さく、動作周波数が高くでき速応性の点でもすぐれている。

(2) 負荷電流が脈動分がないものとして出力電圧の特性式を求めたが、この結果は実験結果とおおむね一致した。また、出力電圧の変動率が大きいため、実際には出力電圧を検出して負荷の変動に応じて動作周期を制御する必要がある。

(3) サイリスタの定格および特性から制約される回路の動作条件を求め、これを満たす動作周期の限界と回路の設計法を示した。

(4) 本コンバータを複数個用い、入力側で並列に出力側で直列に接続した自己転流形直列-直流コンバータは高い動作周波数で使用できるとともに昇降用リアクトルを用いないので小形化できる。

(昭和 46 年 10 月 1 日受付, 同 47 年 10 月 30 日再受付)

文 献

- (1) R.E. Morgan: IEEE Trans. Commun. Electronics, 88, 152 (1961)
- (2) たとえば N.W. Mapham & J.C. Hey: IEEE Internat. Conv. Rec., p. 124 (1964)
- (3) D.L. Duff & A. Ludbrook: Elect. Engr, 82, p. 661 (1963)
- (4) P.W. Clarke: IEEE Trans. Magnetics, MAG-6, 10 (1970)
- (5) 西村・中岡・浜口: 電気学会制御変換装置研究会資料 PCC-71-2 p. 1 (昭 46)