UDC 621.314.58.621.314.63
621.376.54.029.5

論文

50-B 32

高周波チョップパによる交流-直流変換

大阪大学 西村 正太郎

神戸大学 中岡 睦雄

神戸大学 丸橋 徹

神戸大学 浜口 忠夫

1. ま え が き

サイリスタを用いた直流電力制御変換装置は直流電動機の手速度制御用、インバータの出力電圧制御用などの可変直流電源装置をはじめとし、直流安定化電源装置として広く使用されている。これには直流-直流変換のチョップパ時比率制御⁽¹⁾、交流-直流変換の位相制御⁽²⁾⁽³⁾がよく知られているが、他に交流-チョップパ-直流変換を行なう制御方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾が考えられる。このうち位相制御方式の直流変換は最も広く用いられているが、線路電流の高調波成分が比較的大きく、位相角によって遅相の基本波無効電力が大きく変わり装置の入力力率が低下することが知られている。また、安定化電源装置としてはこの位相制御整流回路は速応性の点で問題があり改良が望まれる。

筆者らは周知の位相制御整流回路と比較対象になる表題の制御変換装置を考案、試作したが⁽⁶⁾、これは上記の問題点を十分改良することができ、直流側平滑フィルタをかなり小さくでき速応性の良いものになる点ですぐれている。

本論文は上記のような特徴を備えた表題の制御変換装置を紹介するとともに動作特性の解析を行ない、実験結果を述べ、さらに従来の位相制御整流回路との比較検討を加えたものである。

2. 回路構成と動作

第1図は筆者らが考案した三相交流-高周波チョップパ直流制御変換装置の主回路と制御回路のブロック図であり、サイリスタはスイッチング作用と整流作用の両機能をかねている。これは先に発表した直列形自己転流直流-直流変換回路⁽⁷⁾⁽⁸⁾の一個のサイリスタを陰極共通接続の三個のサイリスタ (Th_a, Th_b, Th_c) 及び陽極共通接続の三個のサイリスタ (Th'_a, Th'_b, Th'_c) で置きかえたものである。 a, b, c は三相電源であって、端子 N は三相電源の中性点あるいは点線の線路フィルタの中性点に接続される。転流リアクトル ($L_{11}=L_{12}=L_1$) と転流コンデンサ ($C_{11}=C_{12}=C_1$) の共振角周波数 $\omega_1=1/\sqrt{L_1C_1}$ は交流電源の角周波数 ω に比べて十分高く、試作回路では ω_1 は 100ω 程度に設計されている。制御回路は差動増幅器 DA、電圧制御発振器 VCO、ゲートパルス制御器 GCC から構成されてい

第1図 自己転流チョップパによる直接交流-直流変換回路
Fig. 1. Direct AC-DC converter circuit using self-commutated chopper.

AC-DC Conversion by High-frequency Chopper. By M. NISHIMURA, Member (Faculty of Engineering, OSAKA University) T. MARUHASHI, Member M. NAKAOKA, Member & T. HAMAGUCHI, Member (Faculty of Engineering, KOBE University)

西村正太郎: 正員, 大阪大学工学部

丸橋 徹: 正員, 神戸大学工学部

中岡睦雄: 正員, 神戸大学工学部

浜口忠夫: 正員, 神戸大学工学部

る。DAには基準入力 e_r と出力電圧が入力され、DAの出力信号により VCO のパルス発振周波数を制御する。このパルスを GCC により二進パルスにかえ、二進パルス信号により (Th_a, Th_b, Th_c) と (Th'_a, Th'_b, Th'_c) が交互にトリガされる。この制御回路はトリガパルスを交流電源に同期させる必要がなく、また、各相ごとの制御でなく三相一括制御であるので位相制御回路より簡単になる。

各サイリスタの転流動作は先に述べた直流-直流コンバータ⁷⁾と同様に負荷共振による自己転流である。すなわち、 Th_a, Th_b, Th_c のうち相電圧 (e_a, e_b, e_c) が最も高い、たとえば a 相に接続された Th_a のみが導通し、第1図の太線のループに電流が流れる。次に Th'_a, Th'_b, Th'_c のうち相電圧が最も低いたとえば c 相に接続された Th'_c のみが導通する。サイリスタには負荷電流と L_1 と C_1 で決まる正弦波状の電流が流れ、 C_1 の電流が反転してそれが負荷電流と等しくなる時点でサイリスタはターンオフする。 ω_1 を高くしているのでサイリスタの導通期間は短く、サイリスタは高周波でオンオフできる。なお、ここでサイリスタ・ブリッジ構成のかわりにダイオード・ブリッジとチョップパを直流平滑フィルタを用いないで結合した構成のものを使用することも考えられる。この方式はサイリスタ使用個数を少なくできるが、サイリスタの電流容量が大きくなるだけでなく、サイリスタが直流電源に接続されるので転流失敗した場合自己復帰できない。これに対してサイリスタ・ブリッジ構成はサイリスタ使用個数は多くなるが、各サイリスタがそれぞれ電流分担するので、サイリスタ電流容量が小さいものでよい。また、この場合、転流失敗してもサイリスタが交流電源に接続されているため、自己復帰できるという利点がある。

3. 入出力定常特性

第1図の回路は等価的に第2図の三相半波整流電源 e_{01}, e_{02} で駆動される高周波チョップパ回路で表わすことができる。すなわち、 e_{01}, e_{02} は

$$e_{01}(t) = E_d + e_{a1}(t) \\ = E_d \left\{ 1 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cos 3n\omega t}{9n^2 - 1} \right\} \dots \dots \dots (1)$$

$$e_{02}(t) = E_d + e_{a2}(t) \\ = E_d \left\{ 1 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2(-)^n \cos 3n\omega t}{9n^2 - 1} \right\} \dots \dots (2)$$

ただし、 $E_d = 3V/\sqrt{3} E_m/(2\pi)$ 、 E_m ：相電圧の最大値と表わせる。第3図(a)は e_a, e_b, e_c と L_{11} の電流

第2図 第1図の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of Fig. 1.

第3図 各部の動作波形

Fig. 3. Operating waveforms at each part.

i_{L1}, C_{11} の電圧 v_{c1} の瞬時波形を示す。パルス状の i_{L1} が交流線路に流れるので、これを抑制するための入力線路フィルタが必要である。同様に直流側も平滑フィルタがいる。第3図(b)の $\bar{i}_{L1}, \bar{v}_{c1}$ はチョップパの一周期間の i_{L1} と v_{c1} の平均値の包絡線を示す。 $\bar{i}_{L2}, \bar{v}_{c2}$ は i_{L2} と v_{c2} の包絡線である。ここでは i_{L1}, v_{c1} のかわりに平均値の包絡線 $\bar{i}_{L1}, \bar{v}_{c1}$ を用いて、次の仮定のもとに近似解析を行なう。

①：サイリスタのトリガ周期は十分短く、一周期間中の交流電源の変化は無視できる。

②：平滑リアクトル L_2 に一定と見なせる電流が流れているものとする。

この解析手法は交流側線路、直流側平滑フィルタが動作周波数成分を十分減衰していれば成立する。

〈3・1〉 出力電圧特性 第2図でサイリスタ Th が任意の時刻 $t=t_0$ でトリガされたとき、仮定により

区間 $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ (T : トリガ周期) では電源、電圧は $e_0(t_0)$ 一定と見なせるから、転流コンデンサ C_{11} の一周期間 T の平均電圧 $\bar{v}_{c1}$ は直流-直流変換回路の場合と同じ手法で求めることができる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。すなわち、 $\bar{v}_{c1}$ は

$$\bar{v}_{c1} = \frac{e_{01}(t_0)}{\omega_1 T} \left\{ \pi + \sin^{-1} \left(\frac{\omega_1 L_1 I_L}{e_{01}(t_0)} \right) + \frac{\omega_1 L_1 I_L}{e_{01}(t_0)} + \frac{(1 + \sqrt{1 - (\omega_1 L_1 I_L / e_{01}(t_0))^2})^2}{2 \omega_1 L_1 I_L / e_{01}(t_0)} \right\} \quad (3)$$

ただし、 I_L : L_2 の平均電流

となる。(3)式で

$\sin^{-1}(\omega_1 L_1 I_L / e_{01}(t_0))$ と $\sqrt{1 - (\omega_1 L_1 I_L / e_{01}(t_0))^2}$ を級数展開し、 $(\omega_1 L_1 I_L / e_{01}(t_0))$ の3乗以上の項を無視すると、(3)式は

$$\bar{v}_{c1} = \frac{\pi}{\omega_1 T} E_d \left(1 + \frac{2}{\pi \lambda} + \frac{\lambda}{\pi} \right) + \frac{\pi}{\omega_1 T} e_{a1}(t_0) \left(1 + \frac{4}{\pi \lambda} + \frac{2 e_{a1}(t_0)}{\pi E_d \lambda} \right) \quad (4)$$

ただし、 $\lambda = (I_L / E_d) \sqrt{L_1 / C_1}$

となる。 λ は正規化した負荷電流で、 λ の最大値 $\lambda_{\max}$ は付録に示すようにサイリスタの転流条件から決まり、 $\lambda_{\max} \approx 0.6$ である。(4)式で $2 e_{a1}(t_0) / (\pi E_d \lambda)$ は $4/(\pi \lambda)$ に比べて小さいので無視すると、 $\bar{v}_{c1}$ は

$$\bar{v}_{c1} = \frac{\pi}{\omega_1 T} E_d \left(1 + \frac{2}{\pi \lambda} + \frac{\lambda}{\pi} \right) + \frac{\pi}{\omega_1 T} e_{a1}(t_0) \left(1 + \frac{4}{\pi \lambda} \right) \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。この $\bar{v}_{c1}$ は区間 $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ の平均値で、 $e_{a1}(t_0)$ が t_0 によって変わるので各周期ごとにステップ状に変化するが、 T が電源周期に比べて十分短く、 $e_{a1}(t_0)$ と $e_{a1}(t_0 + T)$ の差が小さいとき、 t_0 を改めて t とおいた式は $\bar{v}_{c1}$ の平均値の包絡線関数と見なせる。同様に C_{12} の電圧 v_{c2} の平均値の包絡線関数は

$$\bar{v}_{c2}(t) = \frac{\pi}{\omega_1 T} E_d \left(1 + \frac{2}{\pi \lambda} + \frac{\lambda}{\pi} \right) + \frac{\pi}{\omega_1 T} e_{a2}(t + T/2) \left(1 + \frac{4}{\pi \lambda} \right) \quad \dots\dots\dots (6)$$

と表わされる。 Th' のトリガ時点は Th より $T/2$ だけ遅れる。(5)、(6)式から C_{11} と C_{12} の合成電圧の平均値の包絡線関数 $\bar{v}_c(t)$ は

$$\begin{aligned} \bar{v}_c(t) &= \bar{v}_{c1}(t) + \bar{v}_{c2}(t) \\ &= \gamma E_d \left(1 + \frac{2}{\pi \lambda} + \frac{\lambda}{\pi} \right) \\ &\quad - \gamma E_d \left(1 + \frac{4}{\pi \lambda} \right) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{9n^2 - 1} \cos \left(\frac{n\pi}{2} \right) \end{aligned}$$

$$+ \frac{3n\pi\omega}{2\omega_1\gamma} \cdot \cos \left(3n\omega t + \frac{3n\pi\omega}{2\omega_1\gamma} + \frac{n\pi}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 $\gamma = 2\pi/(\omega_1 T)$

と表わされ、右辺第1項は直流分、第2項は電源電圧の脈動のために生じる交流分を示す。いま、出力電圧の平均値を E_0 とすれば

$$E_0 = I_L R = \zeta \lambda E_d \quad \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 R : 負荷抵抗、 $\zeta = R \sqrt{C_1 / L_1}$

と表わせ、 E_0 は $\bar{v}_c(t)$ の直流分 E_{cd}

$$E_{cd} = \gamma E_d \left(1 + \frac{2}{\pi \lambda} + \frac{\lambda}{\pi} \right) \quad \dots\dots\dots (9)$$

に等しくなる。したがって、正規化した負荷抵抗 ζ が与えられると、 E_0 と正規化した動作周波数 γ の関係が求められる。また、 $L_2 - R$ に加わる交流分の各高調波の実効値 E_{an} は(7)式から

$$E_{an} = \gamma E_d \left(1 + \frac{4}{\pi \lambda} \right) \frac{\sqrt{2}}{9n^2 - 1} \cos \left(\frac{3n\pi\omega}{2\omega_1\gamma} + \frac{n\pi}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (10)$$

と表わせ、後述するように三相全波位相制御の高調波成分より全体的に小さくなるので、平滑リアクトル L_2 は動作周波数成分のリプル電圧を考慮して決められよい。したがって、 L_2 は昇降圧直流-直流コンバータの場合と同じ手法で決めることができ、この L_2 は動作周波数にもよるが、実用範囲では位相制御方式の場合より小さくてすむ。

〈3・2〉 入力特性 第1図の点線で示すような逆L形フィルタが付加されている場合、リアクトル L にはフィルタ・コンデンサ C の充放電電流と i_{L1} のようなパルス状電流の包絡線電流が流れるが、ここでは $\omega L \ll 1/(\omega C)$ としそれぞれの電流が独立して流れるものとする。時刻 $t = t_0$ で Th をトリガしたとき、 L_{11} に流れる電流の一周期間中の平均電流 $\bar{i}_{11}$ の近似式は付録に示すように次式で表わされる。

$$\bar{i}_{11} = \frac{\gamma}{2} I_L \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{e_{01}(t_0)}{\omega_1 L_1 I_L} \right\} \quad \dots\dots\dots (11)$$

(11) 式においても t_0 を t と置いた式は L_{11} を流れる電流の平均値の包絡線関数と見なせる。また、 L_{12} を流れる電流の平均値の包絡線関数 $\bar{i}_{12}(t)$ は(11)式と同様にして

$$\bar{i}_{12}(t) = \frac{\gamma}{2} I_L \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{e_{01}(t + T/2)}{\omega_1 L_1 I_L} \right\} \quad \dots\dots\dots (12)$$

で表わせる。 $i_{11}(t)$ 、 $i_{12}(t)$ と交流側線路電流の関係を第3図(b)に示す。電源の一周期間のうち区間 $\pi/(6\omega)$

$\leq t \leq 5\pi/(6\omega)$ では $i_{11}(t)$, $7\pi/(6\omega) \leq t \leq 11\pi/(6\omega)$ では $-i_{12}(t)$ が線路電流になる。(11)式で $e_{01}(t)$ は $\pi/(6\omega) \leq t \leq 5\pi/(6\omega)$ で $e_{01}(t) = E_m \sin \omega t$, (12)式で $e_{02}(t)$ は $7\pi/(6\omega) \leq t \leq 11\pi/(6\omega)$ で $e_{02}(t) = -E_m \sin \omega t$ とおけるから、各区間における線路電流は

$$\pi/(6\omega) \leq t \leq 5\pi/(6\omega):$$

$$i_l(t) = \frac{\gamma}{2} I_L \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_m}{\omega_1 L_1 I_L} \sin \omega t \right\}, \quad (13)$$

$$7\pi/(6\omega) \leq t \leq 11\pi/(6\omega):$$

$$i_l(t) = -\frac{\gamma}{2} I_L \left\{ 1 - \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_m}{\omega_1 L_1 I_L} \sin \omega t \right\} \quad (14)$$

$i_l(t)$ を (13), (14) 式からフーリエ級数表示すると

$$i_l(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} I_{ln} \sin n\omega t \quad \dots\dots (15)$$

ただし、

$$I_{ln} = \sqrt{2} \frac{\gamma I_L}{\pi} \left\{ \frac{\sin n\pi/2 \cdot \sin n\pi/3}{n} + \frac{2 \cos \frac{(n-1)\pi}{2} \cdot \sin \frac{(n-1)\pi}{3}}{3\sqrt{3}(n-1)\lambda} - \frac{2 \cos \frac{(n+1)\pi}{2} \cdot \sin \frac{(n+1)\pi}{3}}{3\sqrt{3}(n+1)\lambda} \right\}$$

となる。 $i_l(t)$ の実効値 I_{leff} は (13) 式あるいは (14) 式から

$$I_{leff} = \frac{\gamma I_L}{2} \sqrt{\frac{2}{3} + \frac{8}{3\pi\lambda} + \frac{4}{27\lambda^2} \left(\frac{4}{3} + \frac{1}{\pi} \right)} \quad (16)$$

となる。 L には $i_l(t)$ の他に実効値が $I_c = \omega C E_m / \sqrt{2}$ なる C の充放電電流が流れる。したがって、電源に流れる電流の実効値 I_{eff} は

$$I_{eff} = \sqrt{I_{leff}^2 + I_c^2} \quad \dots\dots (17)$$

で表わせる。(15)式において基本波成分 I_{l1} は相電圧と同位相であるから、ひずみ波力率 PF は

$$PF = I_{e1}/I_{eff} \quad \dots\dots (18)$$

で表わせる。 PF は $I_{ln}(n=1, 2, \dots)$ がすべて相電圧と同位相で、 I_c が 90° 進み位相にあるから進み力率になる。なお、本方式では (15) 式からわかるように 3, 9, 15...などの 3 の奇数倍の高調波が発生するが、この高調波成分はフィルタの中性点と電源の中性点間を切り離すことによって理論上なくすることができる。フィルタを付加すると、閉回路 $L_1-C_1-C-L_1$ に直列共振電流が流れるため転流コンデンサの静電容量は等価的に $CC_1/(C+C_1)$ となり、 C_1 の充電電流、電圧が減少し、 C が小さいと所定の出力電圧が得られなくなる。 C の適当な値は C_1 の 5~10 倍程度である。また、 L の

値は $1/(\omega^2 LC) \geq 30$ となるように選ばねばよいことが実験から確かめられた。

4. 実験結果と検討

〈4.1〉 実験結果 第1図に示す回路定数の試作回路で入出力特性の実験を行なった。この試作回路の最大出力電圧は約 117 V で、 $\lambda_{\max}=0.6$ に対応する最大負荷電流は約 12.5 A である。第4図は試作回路の各部の電流、電圧波形のオシログラム例である。

第5図は定常出力電圧特性で、実測値は破線で、計算値は実線で示す(以下、同様)。実測値は(8),(9)式から求めた計算値より小さくなっているが、これは主に線路フィルタによる電圧降下と L_2 の鉄損によるものと考えられる。第6図は設定電圧を 40~60 V に指定し、第1図の制御回路によるフィードバック制御を行なった場合の出力特性で、ほぼ定電圧特性が得られていることがわかる。(a)は電源相電圧 50 V が $\pm 30\%$ 変動した場合のもの、(b)は負荷抵抗 10 Ω を基準にして負荷抵抗がそれより大きくなった場合のものを示しており、設定電圧に対する誤差はほぼ 2% 以内にはいつている。第7図は $v_c(t)$ の第3次 ($n=1$)、第6次 ($n=2$) 高調波の実効値と平均出力電圧の関係を示すもので、計算値は (10) 式から求めた。曲線 r_c は三相相制御方式の出力電圧に含まれる第6次高調波成分と平均出力電圧の関係を示しており、これと比較すると本方式は第3次高調波が現われているが、相対的に高調波成分が小さくなっているといえる。

第8図は三相交流電源の中性点と逆 L 形線路フィ

第4図 各部の動作波形のオシログラム

Fig. 4. Oscillograms of operating wavetforms at each part.

第 5 図 出力電圧特性
Fig. 5. Output voltage characteristic.

第 6 図 フィードバック制御特性
Fig. 6. Feedback control characteristics of output voltage.

ルタの中性点を切り離した場合の線路電流波形例である。フィルタの L は約 3.8 mH 、 C は $50\text{ }\mu\text{F}$ であり、 L は三相電源に用いた変圧器の漏れインダクタンス約 1.2 mH を含んでおり、 L の直流抵抗分は約 $0.8\text{ }\Omega$ である。第 9 図はフィルタを付加した場合の線路電流の各調波成分と正規化した直流負荷電流 λ の関係で、計算値は (15) 式から算定した。負荷抵抗が $10, 30\text{ }\Omega$ の場合、最大負荷電流に対する λ の値はそれぞれ約 $0.6, 0.2$ である。基本波、第 5 次及び第 7 次高調波の実測値は計算値とよく一致している。第 11 次高調波の実測値は計算値と異なっているが、これは動作周波数成分を無視して平均値の包絡線関数で近似計算

第 7 図 $\bar{V}_a(t)$ の高調波成分と出力電圧の関係
Fig. 7. Relation between harmonic components and output voltage.

第 8 図 線路フィルタを付加した場合の線路電流のオシログラム

Fig. 8. Oscillogram of AC line current in circuit with line filter.

したことによる誤差である。また、第 3 次、第 9 次高調波が現われているが、これは電源電圧のひずみ及び非同期的なサイリスタのオンオフ回数数の差によるものと考えられる。本方式で使用した線路フィルタを位相制御方式に用いた場合、線路電流の第 n 次高調波電流 I_n は

$$I_n = 1/(1 - n^2 \omega^2 LC) I_n' \dots\dots\dots (19)$$

ただし、 I_n' ：フィルタ使用前の第 n 次高調波電流

となる⁹⁾。したがって、本方式で用いた共振周波数 $1/(2\pi\sqrt{LC}) \approx 360\text{ Hz}$ のフィルタでは第 11 次以上の高次高調波は低減できても、第 5 次、第 7 次の低次高調波は低減できずに加えて大きくなり、これを低減するには L, C を大きくしなければならない。このため、ここでは線路フィルタを付加しない直流負荷電流が完全に平滑化されている場合の位相制御方式と比較する。

第 9 図の一点鎖線は位相制御方式で生じる第 5, 7,

第 9 図 線路電流の高調波成分と λ の関係
Fig. 9. Relation between higher harmonic components of line current and λ .

11 次の各高調波成分と直流負荷電流の関係を示す。この図から本方式の各高調波成分は位相制御方式に比べて小さいことがわかる。第 10 図は負荷抵抗が 10Ω で、フィルタを付加しない場合の線路電流の各調波成分と動作周波数の関係を示す実験結果である。この図で of と of' はそれぞれフィルタがない場合とある場合の動作周波数成分であり、この成分はフィルタにより十分減衰されており、約 $1/50$ に減衰されている。動作周波数成分以外の各高調波は負荷電流が十分平滑化されている位相制御方式の高調波成分より小さく、その周波数成分さえ線路フィルタで除去すれば、線路電流の高調波成分を少なく、ひずみ波力率を高められることがわかる。すなわち、線路フィルタは動作周波数成分を除去するために付加されるもので、動作周波数領域を高くすることによって線路フィルタは小さくできる。負荷抵抗が 30Ω の場合も 10Ω の場合とほぼ同様の実験結果が得られた。

第 11 図はひずみ波力率 pF と λ の関係で、(18)式から求めた計算値は実測値とかなりよく一致している。一点鎖線は位相制御方式のひずみ波力率⁽²⁾⁽³⁾で、本方式のひずみ波力率は位相制御方式に比べ、定格負荷抵抗 (10Ω) ではかなり高いが、線路フィルタがほぼ一定の進電流をとるために負荷電流が小さくなると力率が悪くなる傾向にある。

〈4・2〉 検 討 以上、本方式の入出力特性について検討したが、さらに回路構成、動作など位相制御方式と比較した結果をまとめると第 1 表ようになる。本方式は 2, 3 の欠点もあるが、入出力特性の点から見

第 10 図 線路フィルタがない場合の動作周波数と線路電流の高調波成分の関係
Fig. 10. Relation between operation frequency and higher harmonic components in circuit without line filter.

第 11 図 ひずみ波力率と λ の関係
Fig. 11. Relation between total power factor of distortive line waveforms and λ .

れば、動作周波数成分を除去するだけで線路電流の高調波成分をかなり低減でき、ひずみ波力率を高められるとともに出力電圧のリプル率を小容量の平滑フィルタでしかも簡単に小さくできるという利点がある。また線路フィルタも前述したように動作周波数を高くすることによってかなり小さくできるので、さしたる欠点にならない。

5. む す び

以上、三相位相制御方式と比較対象となる自己転流形チョップを用いた交流直流-変換装置の入出力特性を検討し、三相制御方式と比較検討した。結果をまと

第 1 表 本方式と 3 相全波位相制御の比較

Talde. 1. Comparisons between this type and conventinal phase control.

	本方式	位相制御方式
回路構成	サイリスタ 転流回路 制御回路	高速サイリスタ 必要 簡単
フィルタ	線路フィルタ 直流平滑リアクトル	小さいが必要 小さくできる 必ずしも必要でない 大きい
入出力特性	ひずみ波力率 線路電流の高調波 出力電圧のリプル率	かなり改善できる かなり少なくできる 大きい
動作	インバータ動作 速応性	不可 遅い

めると、次のとおりである。

(i) 本文の解析法は近似的な手法であるが、解析結果は実験結果と比較的よく一致し、動作特性を十分定量的に説明することができ、ほぼ妥当なものであることを説明した。また筆者らが開発した直接式高周波直列形サイクロコンバータの入力特性を評価するのに十分役だつた。

(ii) 本方式は欠点もあるが、線路電流の高調波成分がかなり低減でき、ひずみ波力率が高められるとともに出力電圧のリプル率を小容量の平滑フィルタで容易に小さくできる利点がある。また、線路フィルタは比較的小さい L, C で構成できるのでさしたる欠点にならない。

(iii) 本方式は小さい L, C ではあるが転流回路があるが、トリガパルスを交流電源にかならずしも同期させる必要がなくしかも 2 進信号によるオンオフ制御でよく、さらに各相ごとの制御でなく三相一括制御であるので制御回路が簡単になるため、装置全体の回路構成は簡単になる。

この変換装置の応用はいろいろ考えられるが、たとえば速応性の良い小形のスイッチングレギュレータ方式直流安定化電源装置として実用に供し得るものと考えられる。

次の機会に、本装置のシステム制御系としての動特性解析などについて報告したい。

(昭和 48 年 10 月 2 日受付, 同 49 年 10 月 11 日再受付)

文 献

- (1) たとえば Bedford, Hoft: Principle of Inverter Circuit 316 (1964) Wiley
- (2) 宮入, 編: サイリスタ応用ハンドブック (昭 47) 日刊工業新聞社
- (3) Pelly: Thyristor Phase-Control Converter and Cycroconverter (1971) Wiley
- (4) Sen, McConkey: IEEE Trans. Ind. Elect. Control

- (5) Instrument IECI-20, 1, 33 (1973)
- (6) 宮入, 編著: パワーエレクトロニクス 77 (昭 49-3) 丸善書店
- (7) 浜口・中岡・丸橋: 制御変換装置研究会資料 PCC-73-11, (昭 48-5)
- (8) 西村・中岡・浜口: 電気学会論文誌 93-B, 241 (昭 48-6)
- (9) 西村・中岡・浜口: 制御変換装置研究会資料 PCC-72-1 (昭 47-1)
- (9) 井村・森: 制御変換装置研究会資料 PCC-71-3 (昭 46-7)

付 録 (6)(7)

λ_m 及び (11) 式の導出 第 2 図で $t=t_0$ で Th がトリガされたとき、区間 $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ で $e_{01}(t_0)$ は直流電源と見なせるから L_{11} に流れる電流は付第 1 図のようになる。ただし、図の各区間において電流の式は次のようになる。

$$t_0 < t < t_0 + T_1 = t_0 + L_1 I_L / e_{01}(t_0):$$

$$i_{L1}(t) = e_{01}(t_0)(t - t_0) / L_1, \dots\dots\dots (付 1)$$

$$t_0 + T_1 < t < t_0 + T_1 + T_2$$

$$= t_0 + T_1 + \{\pi + \sin^{-1}(\omega_1 L_1 I_L / e_{01}(t_0))\} / \omega_1:$$

$$i_{L1}(t) = e_{01}(t_0) \sqrt{C_1 / L_1} \sin \omega_1(t - t_0 - T_1) + I_L \dots\dots\dots (付 2)$$

サイリスタの電流が零になるには $I_L \sqrt{L_1 / C_1} / e_{01}(t_0) \leq 1$ でなければならず、 $e_{01}(t_0)$ の最小値 $e_{01}(t_0)_{\min}$ は $\pi E_d / (3\sqrt{3})$ であるから、サイリスタの電流が零になる条件、すなわち、サイリスタの転流条件は次式のようになる。

$$I_L \sqrt{L_1 / C_1} / E_d = \lambda \leq \pi / (3\sqrt{3}) \approx 0.60$$

$$\dots\dots\dots (付 3)$$

L_{11} に流れる電流の一周期間の平均値は、付第 1 図で斜線部を無視して近似式を求めると、(付 1), (付 2) 式から次式のようになる。

$$\begin{aligned} \bar{i}_{L1} &= \frac{1}{T} \int_{t_0+T_1}^{t_0+T_1+\pi/\omega} \{I_L + e_{01}(t_0) \sqrt{C_1 / L_1} \\ &\quad \times \sin(t - t_0 - T_1)\} dt \\ &= \frac{\gamma}{2} I_L \left(1 + \frac{2e_{01}(t_0)}{\pi \omega_1 L_1 I_L} \right) \dots\dots\dots (付 4) \end{aligned}$$

付第 1 図 一周期間 L_{11} の電流波形
app. Fig. 1. Current waveform of L_{11} during one period