UDC 621.314.57: [621.3.018.14+621.3.018.7

論 文
49-B 49

力率と波形を考慮した交直変換装置

東京工業大学 深 尾 正
東京工業大学 宮 入 庄 太

1. ま え が き

電気車のように、単相電源からサイリスタ整流回路を用いて可変直流電圧を得ようとする場合には、交流入力電流に多量に含まれる第3調波成分は、基本波の遅れ分とともに入力力率の低下を招いたり、第5以上の高次調波成分は主として誘導障害を起こしたりしているが、車両という限られた空間に大容量のフィルタを積載できないため、従来から高調波の発生が少い回路方式に関して種々の研究が行なわれてきた。^{(1)~(8)}

その代表的なものは縦続接続方式で、特に広範囲の可変電圧や回生運転が必要な場合には、この方式を用い、入力に共振形フィルタを接続して高調波の低減をはかるのが普通であるが、高調波の除去、力率の点になお問題がある。

本論文で述べる交直変換器はチョップ方式を用い、直流出力電圧を連続的に変化させる一方、そのオンオフの比の変え方をくふうすることによって、

- (1) 低次調波の発生がきわめて少ない。
- (2) 力率が良いばかりでなく、進み遅れ自由に変化でき、整流器として動作させつつ調相器の役目を果たし得る。

(3) 上記(1),(2)の特性を有したままインバータ動作ができる。

などの特長をもつ。

一方、チョップ周波数付近の高調波の発生はさげられないが、周波数が高いため比較的小容量のフィルタで除去が可能である。

この高次調波の大きさ、スイッチング周波数との関係及び除去法など、実用上重要な問題であるが、この高次調波と、以下で述べようとする低次調波とは独立に取り扱えることから、紙数の関係で別の機会に譲ることにして、今回は、低次調波分の減少法のみを考え、動作原理、実際の装置の構成と特性について報告する。

なお、本装置の最終的な目的は直流電動機の駆動にあり、このため逆起電力負荷時の特性について検討する必要があるが、本論文ではその基本特性を知るため L_L - R_L 負荷のみに限った。

2. 動作原理と基本特性

〈2・1〉 原 理 第1図が変換器主回路の原理図である。 $S_1 \sim S_4$ は任意の時刻にオンオフできるスイッチで、直列ダイオードはスイッチが一方方向性であることを示す。 L_L は負荷自身と外部に接続した平滑リアクトルのインダクタンスの和、 R_L は負荷抵抗である。

第2図はこの主回路を用いて得ようとする電流、電圧波形である。

第1図 主回路原理図

Fig. 1. Principle of main circuit.

AC-DC Converter Intended to Improve the Power Factor and Current Wave Form of AC Side. By T. FUKAO, Member & S. MIYAIRI, Member (Tokyo Institute of Technology).

深尾 正: 正員, 東京工業大学工学部電気工学科助手
宮入庄太: 正員, 東京工業大学工学部電気工学科教授

第2図 主回路各部の電流電圧波形

Fig. 2. Current and voltage waveforms of main circuit.

本方式では、直流出力電流をほぼ平滑に保ちつつ、Time Ratio Control によって、その平均値を連続的に変化させる一方、交流入力電流瞬時値 i_0 のスイッチング一周期の平均値 $\bar{i}_0$ を電源 e_0 と同相の (b) 図の鎖線の正弦波にし、 i_0 に含まれる基本波の進み遅れ分、低次調波分を減少させようとするものである。

すなわち、 e_0 の正の半サイクルには、 T_{ON} 期間 S_1, S_4 をオンし、 L_L-R_L を e_0 に接続すると、出力電流 i_L は第1図①の経路で流れる。次に T_{OFF} 期間 S_1, S_3 をオンすると、 L_L-R_L は e_0 から切離され、直ちに S_1, S_3 で短絡され直流出力電圧 $e_d=0$ となる。 i_L は②の回路を流れ、 L_L の磁気エネルギーは R_L で消費される。

このオンオフをくり返すのであるが、本方式の特徴は、 $T_{ON}+T_{OFF}=T$ をほぼ一定に保ち、 T_{ON} を e_0 の瞬時値に比例するように調節するところにある。その結果、 e_d は第2図(a)の斜線を施したものになり、そのスイッチング一周期の平均値 $\bar{e}_d$ は、鎖線のように平均直流出力電圧 E_d を中心に脈動する。

一方、直流側では、時定数 L_L/R_L が十分大きい場合直流出力電流瞬時値 i_L も、そのスイッチング一周期の平均値をプロットした直流出力電流 $\bar{i}_L$ も、その平均値 I_L が E_d に比例する平滑電流となる。

また、交流入力電流瞬時値 i_0 は第2図(b)の斜線を施したものになり、その基本波分は e_0 と同相の正弦波 i_0 になる。

以上を数式的に述べると、次のようになる。

e_0 の半サイクルでの T_{ON}, T_{OFF} の変化 (以下、ス

第3図 スwitching関数

Fig. 3. Switching function.

スイッチング関数と称する) は第3図になり、これをフーリエ級数展開する*と、その基本波 $a(t)$ は

$$a(t) = A_s \sin \omega_0 t \quad (1)$$

となる。よって、

$$\bar{i}_0(t) = I_L a(t) = I_L A_s \sin \omega_0 t \quad (2)$$

ところで、上の説明では $i_L = I_L$ 一定と考えたが、実際には L_L は有限で、経済的には小さいほうが好ましい。そこで、 i_L は $2\omega_0$ で脈動する。この脈動分に関して、

(1) 第2図(a)で、全波ブリッジ整流回路の出力電圧である $|e_0|$ と本方式の $\bar{e}_d$ とを比較して、従来の全波ブリッジよりも、本方式ではその直流出力電流 i_L の脈動が大きくはならないか。

(2) i_0 には(2)式で示されるもののほかに幾多の高調波分が生じているはずである。そこで、脈動分が i_0 の高調波にどのような影響を与えるか。

などの問題が生じるが、これに対しては、〈2・3〉、〈2・4〉節で検討する。

今まではもっぱら本装置が順変換動作を行なう場合について述べてきたが、本方式では逆変換動作もでき R_L の位置に置かれた直流電源または直流電動機などのエネルギーを交流側に変換または回生できる。

これについて以下に簡単に述べる。

第3図のスイッチング関数を右に φ_0 移したときの基本波分は次式のようになる。

$$a(t) = A_s \sin(\omega_0 t - \varphi_0) \quad (3)$$

このとき、電流電圧波形は第4図のように $\pi/\omega_0 \leq t < (\pi + \varphi_0)/\omega_0$ で $e_0 < 0$ となる点が第2図と異なる。

いま、 π/ω_0 で S_1, S_4 をオンすれば、 i_L は前と同様第1図①の経路で流れ、 L_L の磁気エネルギーは一部は R_L で消費、残りは電源に返還される。次に、 S_1 をそのままにして S_4 の代わりに S_3 をオンすると L_L-R_L は e_0 から切離され、 S_1, S_3 で短絡されて $e_d=0$ となる。このように $e_0 < 0$ では、 T_{ON}/T を変えて、負荷から電源へ返還される電力の制御ができる。そこ

*：付録参照

第4図 電圧電流波形 ($a(t) = A_s \sin(\omega t_0 + \varphi_0)$ の場合)

Fig. 4. Voltage and current waveforms.

で、第1図の R_L の代わりに直流電源の正を $0'$ に、負を $0''$ に接続し、 $\varphi_0 = 180^\circ$ すなわち

$$a(t) = -A_s \sin \omega t \dots\dots\dots (3')$$

とすれば、 i_0 は e_0 と逆相の正弦波となり、直流電力は交流側へ送られる。

順変換、逆変換いずれの場合でも、 T を短くすれば小容量フィルタで高調波分の除去が可能になる。

〈2.2〉 理想的順変換器と本方式の動作 順変換で、交流電源側では正弦波電圧 e_0 から、これと同相の正弦波電流 i_0 が流出し、出力側では一定の直流電圧で一定の直流を得ているとすれば、入力側からも出力側からも望ましく、理想的順変換といえる。

ところで、単相交流-直流変換のように入力と出力とでその瞬時電力の波形が異なる変換では、その瞬時電力の収支を償うための電力の出入、すなわち、無効電力が必要になり、この処理が満足に行なわれてはじめて理想的な電力変換ができる。

いま、負荷抵抗 R_L に直列に接続されたリアクトル L_L を上で述べた無効電力処理に用いて、単に直流電流の平滑化だけではなく、入力力率の改善をも行なわせて理想的な順変換作用を実現させるためには、直流側電圧 e_d はどのような波形でなければならないかを考えてみる。

この場合の交流入力の瞬時値 P_{AC} は

$$P_{AC} = e_0 i_0 = E_0 I_0 (1 - \cos 2\omega_0 t) \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 $e_0 = \sqrt{2} E_0 \sin \omega_0 t$ 、 $i_0 = \sqrt{2} I_0 \sin \omega_0 t$

P_{AC} の平均値は $E_0 I_0$ で、変換器に損失がないなら

ば、これが直流側の出力 P_{DC} でなければならないから

$$P_{DC} = E_0 I_0 \dots\dots\dots (5)$$

上式を(4)式に代入すると、

$$P_{AC} = P_{DC} (1 - \cos 2\omega_0 t)$$

P_{DC} と P_{AC} の差は L_L から流出したり、流入したりして収支が償われる。したがって、 L_L にかかる電圧 e_L は

$$e_L = \frac{1}{I_{DC}} (P_{AC} - P_{DC}) = -\frac{P_{DC}}{I_{DC}} \cos 2\omega_0 t \dots\dots\dots (6)$$

また、 R_L の電圧 e_R は

$$e_R = R_L I_{DC} = \frac{R_L I_{DC}^2}{I_{DC}} = \frac{P_{DC}}{I_{DC}} \dots\dots\dots (7)$$

したがって、 e_d は

$$e_d = e_R + e_L = \frac{P_{DC}}{I_{DC}} (1 - \cos 2\omega_0 t) \dots\dots (8)$$

ここで e_d は求められた。逆に、このような e_d を作り出すことが理想的順変換のために必要である。

本法は Time Ratio Control によって変換器出力電圧 e_d を第2図の波形にし、その平均値 $\bar{e}_d$ の変化が上式の関係を満たすようにして、これを実現させようとした方法といえる。

〈2.3〉 平均直流出力電圧 E_d と直流出力電流の脈動率 β 必要な直流出力電圧を得るために交流入力電圧はいくらにすればよいか、また負荷時定数 L_L/R_L によって直流出力電流 i_L の脈動率はどのように変わるかなど、直流側の基本特性を、従来のサイリスタ全波ブリッジと比較しながら以下で検討する。

スイッチング関数としてより一般的な(3)式を用いたとき、直流出力電圧 $\bar{e}_d$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} \bar{e}_d &= a(t) e_0 \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} A_s E_0 \{ \cos \varphi_0 - \cos (2\omega_0 t - \varphi_0) \} \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

そこで、 $\bar{e}_d$ の電源半サイクルでの平均値 E_d (= 平均直流出力電圧) は、

$$E_d = (\sqrt{2} A_s E_0 / 2) \cos \varphi_0 \dots\dots\dots (10)$$

上式より E_d は A_s と φ_0 とで変化できるが、 $\varphi_0 = 0$ に設定したとき、出力電圧の変化範囲は最大になり $E_d = 0$ ($A_s = 0$ のとき) から最大値 E_{dmax} ($A_s = 1$ のとき) まで変えられる。ここで、

$$E_{dmax} = \sqrt{2} E_0 / 2 \dots\dots\dots (11)$$

で、本方式で得られる平均直流出力電圧の最大値は e_0 のピーク値の $1/2$ である。

これを従来のサイリスタ全波ブリッジ整流回路で、制御角 α の対称制御をしたときの平均出力電圧 $E_d' = (2\sqrt{2} E_0/\pi) \cos \alpha$ の最大値 $E_{d\max}' = 2\sqrt{2} E_0/\pi$ に比べると、

$$E_{d\max}/E_{d\max}' = \pi/4 \dots \dots \dots (12)$$

で、平均直流出力電圧の最大値では、従来方式の 79 % 弱になる。このことは

(1) 交流入力電圧が同じならば、直流出力電圧の制御範囲は本方式のほうが狭い。したがって、

(2) 同一の平均直流出力電圧最大値を得るには、本方式のほうが交流入力電圧を高くしなければならないので、用いる半導体はより耐圧の高い素子が必要になる。

次に、直流出力電流 i_L の脈動率 β を

$$\beta = \frac{i_{L\max} - i_{L\min}}{I_L} \dots \dots \dots (13)$$

で定義し、本法における β について吟味してみる。

(13) 式の I_L は (10) 式より次式で与えられて

$$I_L = \frac{\sqrt{2} A_s E_0}{2 R_L} \cos \varphi_0 \dots \dots \dots (14)$$

(9) 式より $\bar{e}_d$ は直流分 $(\sqrt{2}/2) A_s E_0 \cos \varphi_0$ と、振幅 $\sqrt{2} A_s E_0/2$ で角周波数 $2\omega_0$ の脈動分との和であるから、 i_L は簡単に求められ

$$i_L = \frac{\sqrt{2} A_s E_0}{2 R_L} \left\{ \cos \varphi_0 - \frac{1}{\sqrt{1+4X^2}} \cos(2\omega_0 t - \varphi_0 - \psi) \right\} \dots \dots \dots (15)$$

ただし、 $X = \omega_0 L_L / R_L$, $\psi = \tan^{-1} 2X$

(15) 式の右辺第 2 項の振幅は φ_0 には無関係であるから、 $i_{L\max} - i_{L\min}$ は φ_0 によらず一定、 I_L は (14) 式より φ_0 が大きくなるほど小さくなるから、脈動率の点からは $\varphi_0 = 0$ で動作させるべきである。

第 5 図は $\varphi_0 = 0$ について、縦軸に β 、

$$\beta = 2/\sqrt{1+4X^2}$$

横軸に $\omega_0 L_L / R_L$ をとり、負荷回路時定数に対する脈動率の変化を示したものである。なお、これと比較する意味で、 $L_L - R_L$ 負荷で点弧角 α のサイリスタ全波ブリッジ整流回路のそれを合わせて示した。

このグラフより次のことが明らかになる。

(1) 脈動率は、 $L_L - R_L$ 負荷のサイリスタ全波ブリッジ方式では α によって大きく変わるのに対し、本方式では出力電圧を下げてでも原理的には不変で、その大きさは、前者の $\alpha = 0^\circ, 20^\circ$ のそれには劣るが 40° 以上変えて電圧制御が必要な場合には本方式が優れて

第 5 図 X に対する出力電流脈動率 β の変化
Fig. 5. Ripple content β in output current vs. X .

いる。

(2) L_L / R_L が大きいほど β は小さくなり、 $\omega_0 L_L / R_L = 5$ で 20% 以下、 $\omega_0 L_L / R_L = 10$ で 10% 以下にできる。

〈2・4〉 入力電流の高調波含有率と基本波力率

本方式では、負荷時定数 L_L / R_L が単に直流出力電流の脈動率にばかりでなく、入力電流 i_0 の高調波含有率や基本波力率にも影響を与える。以下、これについて検討する。

i_0 は (2) 式の $a(t)$, I_L に (3), (15) 式を代入して

$$i_0 = \frac{\sqrt{2} A_s^2 E_0}{2 R_L} \left\{ \cos \varphi_0 - \frac{1}{\sqrt{1+4X^2}} \cos(2\omega_0 t - \varphi_0 - \psi) \right\} \times \sin(\omega_0 t - \varphi_0) = \frac{\sqrt{2} A_s^2 E_0}{4 R_L \sqrt{1+4X^2}} \{ \sqrt{(8X^2+5)} * + 4(1+2X^2) \cos 2\varphi_0 + 4X \sin 2\varphi_0 \times \sin(\omega_0 t - \theta) - \sin(3\omega_0 t - 2\varphi_0 - \psi) \} \dots \dots \dots (16)$$

ただし

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\sin 2\varphi_0 + \frac{2X}{1+4X^2}}{1 + \cos 2\varphi_0 + \frac{1}{1+4X^2}} \dots \dots \dots (17)$$

(16), (17) 式から次のことがわかる。

(i) 第 6 図は縦軸に、第 3 調波の基本波に対する比 I_3/I_1 , 横軸に X をとり、 φ_0, X による第 3 調波含有率の変化を示したもので、グラフより、 X が大きいほど I_3/I_1 は少く、 $\varphi_0 = 0^\circ$ のとき、 $X = 5$ で 5% 以

第 6 図 入力電流の第 3 調波含有率と X の関係
Fig. 6. The third harmonic content I_3/I_1 in input current vs. X .

第 7 図 基本波力率
Fig. 7. Power factor of the fundamental wave.

下, $X=10$ では 2.5% 以下ときわめて少くできる。

(ii) φ_0 の変化に対しては, $\varphi_0=0$ の場合が最小で, φ_0 が増すにつれ, I_3/I_1 は増す。また, X が小さいところでは, 同じ φ_0 でも進みの場合より遅れのほうが I_3/I_1 は大きくなる。

(iii) 第 7 図は, 縦軸に i_0 の基本波力率 $\cos \theta$ を, 横軸には X をとり, φ_0 をパラメータにして (17) 式の関係プロットしたものであるが, これより, X が大きくなるにつれて $\cos \theta$ は $\cos \varphi_0$ に近づくことがわかる。このことから, たとえば, $X \geq 5$ に選び, $\varphi_0=0^\circ$ に設定して A を変えれば, i_0 の基本波力率を 99% 以上に保って出力が変化できる。

逆に φ_0 を進みに設定すれば, 本装置は進み力率で運転でき, 系統の力率改善に役だつ。

(iv) (ii), (iii) より $\varphi_0=0^\circ$ とすれば, 高調波含有率は小さく, 基本波力率は 1 に近いため, 総合力率もきわめて 1 に近くできる。*

*: 実際には, 後述のとおりスイッチング周波数成分のため, 総合力率は低下する。

第 8 図 主回路構成図

Fig. 8. Circuit diagram of main circuit.

3. 変換装置の構成

〈3・1〉 主回路の構成と動作 第 8 図は第 1 図の $S_1 \sim S_4$ をサイリスタで置き換えた主回路の構成図で, $Th_1 \sim Th_4$ が主サイリスタ, Th_5 が Th_1, Th_2 消弧用, Th_6 は Th_3, Th_4 消弧用の補助サイリスタである。また, 電源に並列接続された C_s は電源のインダクタンスを補償するためのコンデンサである。

ここで, Th_1, Th_2, Th_5 と Th_3, Th_4, Th_6 とは, 転流時の動作は全く同じであること, また, $i_0 < 0$ のときには Th_1 と Th_2, Th_3 と Th_4 とを入れ換えて考えればよいことから, 以下, $i_0 > 0$ について Th_3, Th_4, Th_6 の動作を考える。

(1) $e_0 > 0$ の場合

(i) Th_4 から Th_3 への転流 Th_1 と Th_4 が導通して e_0 から R_L に電力が送られている T_{on} 期間から, Th_1 と Th_3 が導通する T_{off} 期間へは, 第 9 図に示す四つのモードを経て移行する。

Mode I; Th_6 の導通期間 Th_6 をオンすると第 10 図の i_1 が流れ, $L_{02}-C_{02}$ の共振の半周期後, C_{02} の電荷は反転する。

第 9 図 電流, 電圧波形

Fig. 9. Current and voltage waveforms.

第 10 図 Th₄ から Th₃ への転流Fig. 10. Commutation from Th₄ to Th₃.

Mode II; t_1 で $i_1=0$ になると C_{02} の電荷は直ちに C_{02} - D_4 - Th_4 - L_{02} の回路で自由振動により放電し, i_2 が増すにつれ Th_4 の順電流 $i_{Th4}=I_{L0}-i_2$ は減少し, t_2 で $i_{Th4}=0$ となり Th_4 はオフする。

Mode III; Th_4 逆バイアス Th_4 がオフすると, I_{L0} は L_{02} - C_{02} - D_4 - e_0 を流れ, C_{02} を再び正に充電する。 t_2 から $e_c=0$ までの期間が Th_4 の逆バイアス時間である。

Mode IV; T_{OFF} 期間 t_3 以降は $e_c \geq e_0$ になり Th_3 には順電圧が加わるため, ゲートパルス印加すれば直ちにこれはオンし*, I_{L0} は Th_1 - L_L - R_L - Th_3 を循環し, 負荷は e_0 から切離される。

(ii) Th_3 から Th_4 への転流 $e_0 > 0$ で Th_4 は順バイアスされているから, Th_4 にゲート信号を加えれば直ちに Th_3 から Th_4 へ自然転流する。

(2) $e_0 < 0$ の場合

(i) Th_4 から Th_3 への転流 Th_3 には順電圧が加わっているため, Th_3 にゲート信号を加えれば, Th_4 から Th_3 へ自然転流する。

(ii) Th_3 から Th_4 への転流 Th_6 をオンし, 先の Mode I~III を経て Th_3 を消弧後, Th_4 をオンする。

〈3.2〉 ゲート回路の構成 主回路の安定な運転はゲート回路に負うところ大で, その構成は主回路のそれ同様重要であるが, 紙数の関係で詳細は略し, 中心をなす, 第 3 図のスイッチング関数発生回路の動作のみ簡単に述べる。

第 11 図 (a) がその構成図で, 動作の上から四つの部分に大別される。すなわち, 主回路電源電圧の検出値は, (1) 位相調節, 振幅調節回路で必要な φ_0, A_s ,

*: t_3 では $e_c(t_3) \approx e_0(t_3)$ である。ここで $e_c(t_3)$ は次の転流時のコンデンサ初期値 E_{c0} にほぼ等しい。このことは e_0 によって, E_{c0} が変わり, $e_0=0$ 付近で転流する際には E_{c0} が不足, したがって逆バイアス時間が短くなり, 転流失敗のおそれがある。これを防ぐために, e_c が一定値以上になるまで Th_3 の点弧時刻を遅らせる必要がある。

第 11 図 スwitchング関数発生回路の原理

Fig. 11. Principle of switching function generator.

に設定され, (2) 絶対値回路を経て, (3) 電圧-パルス幅変換回路に加えられる。(b) 図はこの (3) の部分の原理図で, 一定周波 f_s の三角波と絶対値回路の出力電圧 $|A_s \sin(\omega_0 t - \varphi_0)|$ とを比較し, (ii) のスイッチング関数を得るものである。

一方, (4) の極性, 零検出回路からは, (2) の絶対値回路で失われた $a(t)$ の極性の情報が得られ, (3) の出力とともに論理回路に加えられ, 各サイリスタのゲートパルスが作られる。

4. 変換器の特性

本章では第 8 図の定数の AC-DC 変換器を用い, 理論の確認と実用上の問題点を明らかにする。

〈4.1〉 出力特性 第 12 図は横軸に入力設定値 A_s , 縦軸に出力 W_{dc} , 平均直流出力電圧 E_d , 変換器効率 η をとったものである。このグラフより, (1) E_d は (10) 式で $E_0=150$ V, $\varphi_0=0^\circ$ とすれば, $A_s=1$ のとき $E_d=106$ V となり, 実験結果と一致している。

第 12 図 出力特性

Fig. 12. Output characteristics.

しかし、 E_d は A_s に比例しては減少せず、 $A_s=0.03$ でも $E_d \approx 40V$ 程度ある。

これは、出力電流の減少につれて、第9図の Mode III が長くなり、 T_{ON} 期間が等価的に長くなったためであって、設定値に対する出力電圧変化の直線性が要求される場合には問題になる。

(2) 効率は $W_{dc}=0.35 \sim 2.6kW$ の範囲で 80~94% 以上の高効率である。

〈4.2〉 交流入力電流に含まれる高調波分 第13図は $A_s=0.82$ の場合の入力電流に含まれる周波数成分の大きさを示したものである。図より含有率の大きなものは二つのグループに大別できることがわかる。すなわち、電源周波数 f_0 、スイッチング周波数 f_s (本実験では $f_s=700Hz=14f_0$) とすると、

- (i) $(2m+1)f_0$ $m=0, 1, 2, \dots$
- (ii) $f_s \pm n f_0$ $n=1, 3, 5, \dots$

ここで、(i) の成分は m が大きくなると急に減少し、 $X=\omega_0 L_L/R_L \approx 2.8$ という比較的小さな値にもかかわらず、 $m=1$ (第3調波) は 11%、 $m=2$ (第5調波) は 4.5% になり、従来のサイリスタ全波ブリッジ整流回路のそれらがそれぞれ約 30%、20% であることと比べて非常に改善されている。なお、 X をさらに大きく選べば第3調波をより減少させ得る。

ところで、第3調波含有率が、第6図からの理論値 $I_3/I_1=8.5\%$ より第13図の実測値のほうが大きくなる主たる原因は、転流期間だけ T_{ON} 時間が長くなり理論通りに T_{ON}/T が変化できなくなるため、〈4.1〉節で述べたように、出力電流が小さいほど、転流期間が長くなるため、これらの高調波含有率が増すおそれがある。

これらのことから、主回路のチョップには転流期間が短く、出力電流によるその長さの変化が少い回路方式が好ましい。

一方、(ii) は $n=1, 3$ の 550~880Hz 成分が 12~20% 含まれている。この分布は A_s により変わり、本装置の実用化に際しては、 A_s の変化に対する (ii) の成分の含有率の変化、最適な f_s の決定法、フィル

第13図 入力電流の周波数スペクトル
Fig. 13. Frequency spectrum of input current.

第14図 基本波力率と総合力率

Fig. 14. Power factor of the fundamental wave and total power factor.

タの設計法など明らかにする必要があるが、これらについては、高次調波の低減法とともに次の機会に報告する。

〈4.3〉 基本波力率と総合力率 第14図は直流出力 W_{dc} に対する基本波力率*、総合力率**の変化を示したものであるが、基本波力率は W_{dc} のすべての値にわたってほぼ1で、基本波無効分は含まれていないことがわかる。

一方、総合力率は W_{dc} が小さくなるにつれ単調減少し、スイッチングによる高調波分が総合力率を低下させていることを示している。

5. む す び

従来の整流方式では、補償容量やフィルタサイズが大きくなるため、その除去に問題があった基本波無効分、低次調波分の発生が、本方式では非常に減少できることが明らかになった。

さらに本方式は、 R_L の代わりに直流電源を接続すればインバータ動作ができ、また、主回路は入力を直流にすればそのまま直流チョップとして使用できるので、サイリスタの利用効率からは多少不利ではあるが、この方式を用いれば、交直両用電気の簡単化が期待できる。

今後の問題として

(1) 高次調波の低減法と、必要なフィルタ容量からみた従来方式との比較検討

(2) 逆起電力負荷に対する動作、特性の検討などがある。終わりに、本研究の一部は昭和48年度科学研究費補助金奨励研究の援助によって行なわれた。

(昭和48年9月17日受付)

*: 力率計の指示

** : 入力電圧、電流、電力計の読みから計算したもの

文 献

- (1) 宮入: サイリスタ応用ハンドブック 558 (昭 47-2)
- (2) 稲田: 電氣鉄道 24, 6, 8 (昭 45-6)
- (3) 坪井・立花: 昭41電氣四学会連合大会 No. 596
- (4) 松橋・雨宮: 電学誌 90, 1621 (昭 45-8)
- (5) 永岡・朝枝: 昭46電氣学会全国大会 No. 781
- (6) 富沢・松橋: 昭46電氣四学会連大 No. 225
- (7) 曾和・雨宮: 電氣学会論文誌 93-B, 54 (昭 48-2)
- (8) 曾和・雨宮: 昭48電氣学会全国大会 No. 534

付 録

スイッチング関数のフーリエ級数展開 付第1表は、第13図の測定に用いた $f_s=700\text{Hz}$, $A_s=0.82$ の場合の計算例である。本表よりこのように f_s を十分大きく選べば、スイッチング関数には第3～7の低次調波はほとんど含まれないことがわかる。そして、

付第1表 スイッチング関数の高調波含有率
($f_s=700\text{Hz}$, $A_s=0.82$)

app. Table 1. Harmonic contents of
switching function.

高調波次数	含 有 率	高調波次数	含 有 率
1	1.000	13	0.303
3	0.001	15	0.303
5	0.000	17	0.147
7	0.001	19	0.014
9	0.014	21	0.020
11	0.147	23	0.089

スイッチング関数の第9, 11, 13, …… などの高次調波成分は、入力電流、直流出力電圧・電流の低次調波成分にはほとんど影響を与えないため、これらの低次調波分のみを考える場合には、スイッチング関数の基本波分のみについて検討すればよい。