UDC 621.314.263.018.14:621.311.6

論 文

58-B 66

静止小形化 3 倍周波数電源回路とその力率解析

正 員 東 克 彦 (長崎大)
准 員 中 島 綱 男 (長崎大)

1. ま え が き

誘導加熱は実用化が進み、小形軽量、大電力、高周波化へと向っている。現在では、熱管理が容易で省エネ、省力化、無公害など、作業能率、品質向上に改良がなされ、その応用では大は製鉄ラインから小は半導体精製用高周波炉、化学反応炉などの加熱溶解に用いられている。

大電力、高周波化へ向う現状で、この誘導加熱に要求される諸条件は主に次のようなものである。

- (1) 主変圧器の利用率を高くし、装置の小形軽量化
 - (2) 総合特性向上のため、同じ作業屋内に設置できるように、据付床面積の狭小化
 - (3) 主回路のリアクタンス成分の軽減化
 - (4) 三相平衡受電、高効率、高力率および出力可変
- などである。

誘導加熱には低周波炉、高周波炉と種々あるが、本稿の 3 倍周波数電源でも同じ問題点が見うけられる。従来より磁気形のいわゆるトリプラー⁽¹⁾⁻⁽³⁾が用いられているが本質的に低力率、大容積である問題点を持ち⁽⁴⁾、またサイリスタ形⁽⁵⁾でも主変圧器の利用率が悪い。

本稿では先の問題点(1)～(4)をほとんどなくした、単純な主回路構成の 3 倍周波数電源回路を紹介する。原理は、三相電圧源を順次対称に 60° 区間ごとに交流チョップしたもので、その主変圧器は従来のものに比べ大幅に小形軽量化することが可能となる。

一般に位相制御電源回路の総合力率などの諸特性は点弧位相角の関数として変化する。従来、この点弧角

移相による解析法は、主に自然転流形の位相制御整流回路や交流位相制御回路などで行なわれ⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾、また交流チョップのような強制転流形の回路解析では単相の特殊な場合に限られていた⁽⁹⁾⁻⁽¹¹⁾。本稿では、一般の強制転流形 3 倍周波数電源回路の誘導性負荷時における入力線電流を点弧角の関数としてフーリエ展開し、基本波成分、基本位相差角、変形率と総合力率につき、また入出力電流の高調波含有率について、解析と実験を行ない、後に述べるような結果が得られた。

更に、別の力率改善法として、環流ダイオード付整流回路や無効電力制御形サイクロコンバータの例と同様に、交流チョップや本 3f 回路に循環回路を付加し、磁気エネルギーを電源に回生せず、負荷側で消費または蓄積して有効に利用し、その出力増大と大幅の力率改善が考えられる。後章にその基本例について簡単に記述している。

2. 主回路構成と動作理論

3 通倍主回路は、変圧器の一次側 3 巻線に各々逆接続のサイリスタ対やパワートランジスタ対などの交流スイッチを介在させて△結線し、二次巻線より単相通倍周波電力を直接とりだす定比式サイクロインバータの一種である。三相一次線間電圧の正負各半波の 60° 区間の電圧片を順次対称に切りとり、3 個の一次巻線に加えて変圧器で合成すれば、二次側に連続の単相 3 倍周波数電圧源を作ることができる。

図 1 (a) は基本回路、(b) は一般の $R+L$ 誘導性負荷時の理想化定常状態での各電圧、電流波形を示す。(b) の上段は 3f 出力電圧 e_o と電流 i_o 、中段は u 相の入力線電流 i_u 、下 2 段は変圧器の一次巻線を通れる u 相分と w 相分の一次電流 i_1 と $-i_m$ を示す。(a) 図において、まず線間電圧 e_{uv} を 60° 幅にチョップした電圧片 e_1 が一次巻線に印加されて i_1 が流れ、次に $-e_m$ が印加されて $-i_m$ が流れる。そのため u 相の線電流 i_u は (b) 図のように i_1 と等しい波形の電流が 2 回つづけて流れる結果となる。この

Static Triple Frequency Power Source Circuit and its Power Factor Analysis. By Katsuhiko Higashi, Member & Tsunao Nakashima, Associate (Faculty of Engineering, University of Nagasaki).

東 克彦: 正員, 長崎大学工学部電気工学科
中島綱男: 准員, 長崎大学工学部電気工学科

(a) 3 f 基本回路

(b) 入出力電圧電流波形

図 1 3 倍周波数電源回路と入出力電圧電流波形
Fig. 1. Triple frequency power source circuit and waveforms of input, output voltage and current.

ように他相の線電流 i_v , i_w も同じ現象を示す。

三相の各波形は時間的に対称ゆえ、単相計算で一次電流 i_1 の式を求める。いま点弧角 α を $0 \sim \pi$ 間に、消弧角 $\beta = \alpha + \pi/3$ にとる強制転流方式の場合、チョップ電圧 $e_1(\theta)$ と一次電流 $i_1(\theta)$ の間で、次の回路方程式を解く。ここで巻数比は 1 として式を簡易化する。

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = X \frac{di_1}{d\theta} + Ri_1 = E_m \sin \theta$$

ここで三相電圧源の角周波数 ω における基本負荷角を $\delta = \tan^{-1} X/R$, $X = \omega L$, $\theta = \omega t$ として、

$$i_1(\theta) = I_m \{ \sin(\theta - \delta) - H(\alpha, \delta) \varepsilon^{-(\theta - \alpha) \cot \delta} \} \quad (1)$$

但し、 $H(\alpha, \delta) = \sqrt{3} \sin(\alpha + \pi/6 - \delta) / (1 + \varepsilon^{-\pi/3 \cot \delta})$

交流スイッチ 負荷

図 2 三相 4 線式トリプラ

Fig. 2. 3-phase 4-lines type tripler.

$$M = I_m \{ H(\alpha, \delta) - \sin(\alpha - \delta) \}, E_s = E_m / \sqrt{2}$$

$$I_m = E_m / (R^2 + X^2)^{1/2}, \alpha \leq \theta \leq \beta (\alpha + \pi/3)$$

が得られる。

従来の可飽和あるいはサイリスタ形 3 f 電源、いわゆるトリプラの主変圧器は図 2 のように中性点をもつ三相 4 線式の Y 結線をしている。この主変圧器の利用率は各相各半波の 1/3 の期間しか用いない。それに比べ本装置は交流スイッチにてその 1/3 電圧片(segment)を切りとった後に変圧器に加えているため、休止期間を無くすることができる。図 1 (b) 上段の波形のように全周期にわたって用いるために利用率もよくなり、単純な小形軽量で放熱のよい内鉄形変圧器が用いられる。

励磁インダクタンスと磁束変化による単純計算より、単相変圧器 3 台の従来形トリプラでは 1 台当り電圧時間積は $1/4 \sim 1/2$ しか用いないため、重量比は $1/12 \sim 1/6$ (三相変圧器でもほぼ $1/8 \sim 1/4$)、床面積もほぼ $1/4 \sim 1/2$ となり、大幅に小形軽量化が可能となる⁽¹²⁾。

また、そのスイッチング主要素子の容量は、少なくとも線間電圧の 2 倍の耐電圧と入力線電流の $1/\sqrt{2}$ の実効電流量を必要とする。主変圧器の全巻線が同一磁心上に巻かれているため、素子にはその相の電源電圧のほかに他相巻線通電時の誘起電圧が重ねられて、その両端に 2 倍の電圧を生じる。それに Δ 結線中の一次電流は図 1 (b) のように入力線電流の半期間しか流れないため、 $1/\sqrt{2}$ の電流実効値になる。

なお、図 1 (a) 中の $FC_{(u,v,w)}$ は $U(V, W)$ 相の点弧回路で、また一次巻線に並列に点線のわくで示す AC_{sw} は、第 4 章で説明する無効電力循環用の交流スイッチである。

今回は理論に近い波形を生じさせる必要上、実験ではパワートランジスタを用いたため、その点弧消弧回路は簡単である。これに対し、大電力を扱うサイリスタ素子の場合は当然強制消弧回路が複雑になり、転流時に入力電流波形の両端に大幅な電流スパイクを生じる。トランジスタでは、そのスパイクの時間幅は極めて狭いが、いずれの素子でも転流時には各相電流重なり期間を生じ、一次巻線にて電源短絡を起しやすいので、転流重なりを防止する点弧回路を必要とする。また自然転流形では消弧回路は不要だが、負荷角に対し適正な点弧角を設定しなければ転流重なりが大きく、かなりの突入電流が流れるため、これを防止する点弧角自動移相回路などの考慮が必要になる。

点弧回路自身は数 μ ～ 数十 μ 秒の動作速度をもち、電角 1° 以内で制御できるため、従来の装置に用い

られている大形の限流リアクトルは除き、直列リアクトル成分はできるだけ小さくすることができる。それにより本 3f 回路の応答速度、波形や力率の改善を更に図ることも可能となる。

3. 点弧角移相法における力率解析と高調波成分

△結線された強制転流形 3f 電源の誘導性負荷時の定常状態を考える。点弧角 α を任意に変化させた場合の入力線電流のフーリエ係数、基本位相差角、変形率と総合力率、また入出力電流の高調波の解析を行ない、実験値とも良く一致していることを確めた。

〈3・1〉 力率解析 この解析では次の理想化仮定をおく、即ち、① 半導体素子は理想スイッチ、② 主変圧器は巻数比 1+1+1:1 の理想変圧器、③ 対称三相正弦波理想電圧源で、各相の点弧、消弧角は対称とする。そのため各相は単相化計算を行なう。一相分の入力線電流 i_v は図 1 (b) のように対称波形ゆえ、基本フーリエ係数 a_1 と b_1 は次のようになる。線間電圧ゆえに、 α の零点はその零交点とし、中性点をもつ相電圧に対する係数を求める。

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_v(\theta) \cos(\theta - \pi/6) d\theta$$

$$= \sqrt{3} I_m / \pi \{ -\pi/3 \cdot \sin \delta + \sqrt{3}/2$$

$$\cdot \sin(2\alpha + \pi/3 - \delta) + 2H(\alpha, \delta) \sin \delta$$

$$\cdot \{ \varepsilon - \pi/3 \cdot \cot \delta \cos(\alpha + \pi/3 + \delta)$$

$$- \cos(\alpha + \delta) \} \} \dots \dots \dots (2)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_v(\theta) \sin(\theta - \pi/6) d\theta$$

$$= \sqrt{3} I_m / \pi \{ \pi/3 \cdot \cos \delta - \sqrt{3}/2$$

$$\cdot \cos(2\alpha + \pi/3 - \delta) + 2H(\alpha, \delta) \sin \delta$$

$$\cdot \{ \varepsilon - \pi/3 \cdot \cot \delta \sin(\alpha + \pi/3 + \delta)$$

$$- \sin(\alpha + \delta) \} \} \dots \dots \dots (3)$$

$i_v(\theta)$ のなかの基本波電流成分の実効値 I_1 は、

$$I_1 = \{(a_1^2 + b_1^2)/2\}^{1/2} \dots \dots \dots (4)$$

また、その基本位相差角 ϕ_1 は次式で与えられる。

$$\phi_1 = \tan^{-1} a_1/b_1 \dots \dots \dots (5)$$

基本負荷角 δ をパラメータとして、基本位相差角 ϕ_1 の変化を図 3 に描く。これは津波形をしており、正から負まで大きく変化している。 ϕ_1 の値は (1) 式の電流の大きさ I_m に無関係なることが分る。これは後の変形率、力率と高調波含有率についても同じである。

純抵抗負荷 $\delta=0^\circ$ で a_1 を零、つまり $\phi_1=0$ とする α の値は (2) 式をとく、 $\sin(2\alpha + \pi/2)=0$ より $\alpha=60^\circ$ と 150° が求まる。即ち i_v の中の基本波成分

図 3 点弧角の移相による基本位相差角

Fig. 3. Fundamental displacement angle ϕ_1° vers. turn on angle α° .

i_1 が電源電圧 e_v と同相を意味する。また純 L 負荷 $\delta=90^\circ$ では $b_1=0$ となり、正規化値 ($I_m=1$) で $a_1=-0.1812/\pi$ と α に無関係な負定数となる。即ち $\phi_1=-90^\circ$ と i_1 は無効成分のみとなり、純 L 負荷では点弧角 α に無関係に基本位相差角は 90° 遅れを意味する。これは定性的にも当然であり、電源より送りこまれたエネルギーを消費することなく再び全て電源に送り返せば力率は零になることを意味する。それゆえ、 L 負荷では外部コンデンサ補償か循環方式による力率改善などの方法しかないことが分る。

更に、 $\delta=24^\circ$ 、 $\alpha=15^\circ$ で $\phi_1=0$ 、つまり基本波力率 $\cos \phi_1=1$ の臨界状態にある。これは $\partial \phi_1 / \partial \alpha = 0$ と $\phi_1=0$ の式より $\alpha=15^\circ$ が求まり、それより $\delta=2\pi/15=24^\circ$ と計算される。 $\delta < 24^\circ$ かつ $-30^\circ < \alpha < 60^\circ$ の範囲では $\phi_1 > 0$ となり、進み位相を示す。なお図中の点線で max ラインは各 δ パラメータ時の ϕ_1 の最高点が、また、 $\delta=|\phi_1|$ なる点も直線上にあることを示している。

次に、線電流 i_v 中の基本波成分の割合、つまり変形率 λ は次に示される。音響、周波数分析などと呼ばれる一般の“ひずみ率”の定義とは異なるため、ここでは変形率の呼称を用いた。即ち、

$$\lambda = I_1/I_e = \{(a_1^2 + b_1^2)/2\}^{1/2}/I_e \dots \dots \dots (6)$$

また、この線電流 i_v の実効値 I_e は次式になる。

$$I_e = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_v^2(\theta) d\theta \right]^{1/2}$$

$$= I_m / \sqrt{\pi} \{ \pi/3 - \sqrt{3}/2 \cdot \cos(2\alpha + \pi/3$$

$$- 2\delta) + 4H(\alpha, \delta) \sin \delta$$

$$\cdot \{ \varepsilon - \pi/3 \cdot \cot \delta \sin(\alpha + \pi/3) - \sin \delta \}$$

$$- H^2(\alpha, \delta) \tan \delta (\varepsilon - 2\pi/3 \cdot \cot \delta - 1) \}^{1/2}$$

.....(7)

図3のように δ をパラメータとした $\alpha \sim \lambda$ の関係グラフを図4に示す。純抵抗負荷 $\delta=0^\circ$ と純 L 負荷 $\delta=90^\circ$ では、 $\alpha=60^\circ$ と 150° において左右対称曲線であり、ほぼ $\lambda=0.3 \sim 0.95$ の間にある。

更に、総合力率 P.F. は次式で与えられる。

$$P.F. = E_s I_1 \cos \phi_1 / E_s I_e = \lambda \cos \phi_1 \\ = b_1 / \sqrt{2} I_e \dots \dots \dots (8)$$

一般に δ をパラメータとして、 α を変化させた場合の総合力率 P.F. の曲線を図5に示す。これは全ての δ パラメータに対して、 $\alpha=60^\circ$ と 150° において左右対称な曲線を示す。純 L 負荷では有効電力は零のため、P.F.=0と当然のことを示している。

〈3・2〉 高調波含有率 他系統へ障害を及ぼす入力線電流 i_U と $3f$ 出力電流 i_o の高調波につき調べる。図1(b)のように入力線電流は対称波で、半周期に同じ波形の電流が2回つづけて流れるため、各調波成分は次のように、3の奇数倍以外の奇数次項のみが求められる。基本波成分は(2)、(3)式で示され、 n 次高調波成分については次式で示される。

$$a_n = 2/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_U(\theta) \cos n(\theta - \pi/6) d\theta \\ = 4 I_m / \pi \cdot \cos n\pi/6 \left[-1/(n-1) \right. \\ \cdot \sin(n-1)\pi/6 \cdot \sin \{(n-1)(\alpha + \pi/6) \\ + \delta\} + 1/(n+1) \cdot \sin(n+1)\pi/6 \\ \cdot \sin \{(n+1)(\alpha + \pi/6) - \delta\} \\ + \{H(\alpha, \delta) \sin \delta_n\} / n \\ \cdot \{\varepsilon - \pi/3 \cdot \cot \delta \cos \{n(\alpha + \pi/3) + \delta_n\} \\ \left. - \cos(n\alpha + \delta_n)\} \right] \dots \dots \dots (9)$$

$$b_n = 2/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_U(\theta) \sin n(\theta - \pi/6) d\theta \\ = 4 I_m / \pi \cdot \cos n\pi/6 \left[1/(n-1) \cdot \sin(n-1)\pi/6 \right. \\ \cdot \cos \{(n-1)(\alpha + \pi/6) + \delta\} - 1/(n+1) \\ \cdot \sin(n+1)\pi/6 \cdot \cos \{(n+1)(\alpha + \pi/6) \\ - \delta\} + \{H(\alpha, \delta) \sin \delta_n\} / n \\ \cdot \{\varepsilon - \pi/3 \cdot \cot \delta \sin \{n(\alpha + \pi/3) + \delta_n\} \\ \left. - \sin(n\alpha + \delta_n)\} \right] \dots \dots \dots (10)$$

但し、 $\delta_n = \tan^{-1} n X/R$, $n=5, 7, 11, 13 \dots$ (3の奇数倍以外の奇数)

ここで、(9)、(10)式の係数 $\cos n\pi/6$ から、 $n=3, 9, 15 \dots$ と3の奇数倍高調波成分は全て零となる。

ある点弧角 α と基本負荷角 δ における各高調波の振幅 $\sqrt{2} I_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$ は、最大基本波振幅を与える $\delta=0^\circ$, $\alpha=60^\circ$ の $\sqrt{2} I_{10} = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2}$ に対す

図4 点弧角の移相による変形率

Fig. 4. Distortion factor λ vers. α° .

図5 点弧角の移相による総合力率と実測値

Fig. 5. Total power factor P.F. vers. α° and experimental value.

る比として求める。 $\alpha=0 \sim 180^\circ$ を一次元、 $\delta=0^\circ \sim 90^\circ$ を二次元変数にとり、振幅比 I_n/I_{10} を三次元グラフで図6に示す。

図6(a)~(c)より、抵抗負荷 $\delta=0^\circ$ では基本波以外の高調波含有率 I_n/I_{10} ($n=5, 7, 11 \dots$)は α に無関係に一定値を、また(a)図より L 負荷 $\delta=90^\circ$ で $n=1$ の基本波成分比 I_1/I_{10} が同じく一定値の特性をもっている。また $n=5, 11, 17 \dots$ の高調波含有率は $\alpha=60^\circ$ 近傍で $\delta=0 \sim 90^\circ$ の変化に対して凸なる極大点を持ち、逆に $n=7, 13, 19 \dots$ の含有率は同じく δ の変化に対して凹なる極小点をもつ。特に、 $\alpha=60^\circ$ では夫々最大点と必ず含有率0%になる最小点が見られる。図中の点線は直線状にある各等高点を示す。

L 負荷になるほど入力線電流は鋭く断続し、高次調波の含有率が大きくなり、これは次に述べる出力電流 i_o のそれとは逆の現象である。この周波数スペクトルを特に $\alpha=60^\circ$ における $\delta=0^\circ$ と 90° の二つの場合につき図7に示す。この場合は夫々の基本波振幅 $\sqrt{2} I_1$ を100%にとり、各調波は夫々に対する比 I_n/I_1 で表わされる。 L 負荷 $\delta=90^\circ$ では低次高調波を多く含んでいることが写真波形図13からも分る。

図6 入力線電流の基本波と高調波成分比の三次元グラフ

Fig. 6. 3-dimensional graphs of the fundamental and harmonic component ratio of input line current.

次に、 $R+L$ 負荷時の出力電流 i_o は3倍周波数の対称波で、 $3f$ を基本波とするスペクトルは $3(2k+1)f$ の高調波成分をもち、そのフーリエ係数は以下のように表わされる。

$$\begin{aligned}
 a_{3(2k+1)} &= \frac{6}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} i_o(\theta) \cos 3(2k+1)\theta d\theta \\
 &= \sqrt{3} I_m / \pi \left[(-1)^k \cdot 3/2 \left\{ -1/(3k+1) \right. \right. \\
 &\quad \cdot \sin \{(3k+1)(2\alpha + \pi/3) + \delta\} \\
 &\quad + 1/(3k+2) \cdot \sin \{(3k+2)(2\alpha + \pi/3) \\
 &\quad - \delta\} \} - 2/(2k+1) \cdot \sin(\alpha + \pi/6 - \delta) \\
 &\quad \cdot \sin \delta_{3(2k+1)} \cos \{(3(2k+1)\alpha \\
 &\quad + \delta_{3(2k+1)})\} \dots \dots \dots (11)
 \end{aligned}$$

図7 R 負荷と L 負荷時の入力線電流の周波数スペクトル

Fig. 7. Frequency spectrums of input line currents in the cases of R -load and L -load.

$$\begin{aligned}
 b_{3(2k+1)} &= \frac{6}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} i_o(\theta) \sin 3(2k+1)\theta d\theta \\
 &= \sqrt{3} I_m / \pi \left[(-1)^k \cdot 3/2 \left\{ 1/(3k+1) \right. \right. \\
 &\quad \cdot \cos \{(3k+1)(2\alpha + \pi/3) + \delta\} \\
 &\quad - 1/(3k+2) \cdot \cos \{(3k+2)(2\alpha + \pi/3) \\
 &\quad - \delta\} \} - 2/(2k+1) \cdot \sin(\alpha + \pi/6 - \delta) \\
 &\quad \cdot \sin \delta_{3(2k+1)} \sin \{3(2k+1)\alpha \\
 &\quad + \delta_{3(2k+1)}\} \dots \dots \dots (12)
 \end{aligned}$$

但し、 $\delta_{3(2k+1)} = \tan^{-1} \{3(2k+1)X/R\}$, $k=0, 1, 2, \dots$

図6と同じく、出力電流の高調波含有率 $I_{3(2k+1)}/I_1$ を図8 (a)~(c) に三次元グラフとして示す。

$\sqrt{2} I_{3(2k+1)} = \{a_{3(2k+1)}^2 + b_{3(2k+1)}^2\}^{1/2}$ で、 $\delta=0^\circ$, $\alpha=60^\circ$ のそれを特に I_{30} とする。これは $\alpha=60^\circ$ と 150° において左右対称な波をしており、図6と異なり R 負荷時が各調波成分は大きく、 L 負荷になるほど小さくなっている。

4. 無効電流循環方式による力率改善

電源から送りこまれたエネルギーを全て負荷で消費すれば力率は1、再び全て電源へもどせば零と考えられる。それゆえ負荷側に循環回路を設けて、負荷の有効電力を高めたり、あるいは L のみの負荷でもその磁気エネルギーを電源に返さずに循環枝路で消費または蓄積すれば、総合力率を大きく改善することができる。このことは環流ダイオード付き整流回路や無効電力制御形サイクロコンバータの例にも見られる。

図9 (a) の一次側に点線で示した交流スイッチによる循環回路を設け、無効電流成分を負荷に環流させるこれを単相交流チョップの例につく述べる。この場合

(a) 基本波成分比 (3 f)

(b) 第3高調波成分比 (9 f)

(c) 第5高調波成分比 (15 f)

図8 出力電流の基本波と高調波成分比の三次元グラフ

Fig. 8. 3-dimensional graphs of output current fundamental and harmonic component ratio.

図9 無効電流循環方式による基本回路と入出力電圧電流波形

Fig. 9. Basic circuit by the method of the reactive current circulation and waveforms of input, output voltage and current.

の入力電流 i_p は図1(b)の i_t 波形と異なり、図9(b)のように半周期ごとに零値より一方向に流れ、

図10 無効電流循環時の総合力率と実測値

Fig. 10. Total power factor P.F. vers. α^0 in the case of the reactive current circulation method.

$\beta = \alpha + 60^\circ$ 位相で切断された波形となる。それ以後は負荷の時定数 $\tau = L/R$ による循環電流 i_f が点線のように流れる。巻数比1として、出力電流 i_o には $i_p + i_f$ の和と同じ波形の電流が流れる。なお、次の半サイクル時までには循環電流は十分減衰される場合を考える。重い誘導性あるいは L 負荷時では時定数を小さくするように、循環枝路にダミ抵抗 R_D を付加し、 $\tau = L/(R + R_D)$ として十分に電力を消費させるか、またはコンデンサか蓄電池などにエネルギーを吸収蓄積させる必要がある。

この循環回路付き単相チョッパ回路につき、第3章と同じく点弧角移相法による力率解析を示したものが図10である。図5の純 L 負荷 $\delta = 90^\circ$ では全エネルギーが回生され $P.F. = 0$ となるのに比べ、図10では $\alpha = 0^\circ \sim 120^\circ$ の間では L 負荷になっても R 負荷時より15%程度しか低下せず、力率は大きく改善されることが分る。更に移相制御すれば、最大力率値より約10%しか低下しないことを示している。なお、この実測値を各 $\bigcirc \Delta \square$ で示し、よく理論値と一致していることを確かめた。また、三相 Δ 結線の場合の入力線電流には3の奇数倍の高調波は含まれず $P.F.$ も最高95.6%に達する。しかしこの単相の場合はそれも含むために、 $P.F.$ は最高でも78.0%にとどまる。

図1(a)に循環回路を付加した場合を点線で示しており、その3f電源についても力率改善が更に可能である。

5. 実験結果とオシロ波形

実験主回路の交流スイッチには、理論に近い波形を生じさせるためにパワートランジスタ(2SD835)を用いた。それでもスイッチング切換え時には、約1.5~2倍の電流インパルス列を生じたが、そのパルス時間幅が極めて狭いため、全体の実測値には余り影響を

図 11 点弧回路のブロック線図

Fig. 11. Block diagram of the gate circuit.

与えなかった。

それに対して、大電力用ではサイリスタ化を必要とするが、その強制転流動作のため転流重なり時に入力電流波形にかなりの時間幅のパルス状突入電流が見られ、力率は大幅に増加して理論値通りには実測されなかった。しかし出力波形にはそれらは打消し合い影響はなかった。その強制消弧には Jones 回路を用いており、高速サイリスタにして転流重なり期間を狭くすればパルス状電流の大きさはその転流リアクトルにより幾分小さくできる。それでも不足の場合はやはり直列リアクトルを挿入せざるをえないが、力率や高調波の点からできるだけ小さくする必要がある。また波形改善としての高調波吸収用フィルタの並列接続は全体の基本位相差角の $|\phi_1|$ を小さくする場合がほとんどで、同時に力率改善にも有効である。

〈5・1〉 主回路と点弧移相回路 用いた磁心は外形 $250 \times 140 \times 80$ mm の内鉄形カットコアで、二次巻線は $2 \text{ mm} \phi$ 銅線を 2 本並列に 200 巻、一次巻線は 3 本まとめてトリ・ファイラとして 200 巻き、その各々に交流スイッチを入れて△結線し図 1 (a) のように三

図 12 点弧パルスのタイミングチャート

Fig. 12. Timing chart of the gate pulses.

相電線に接続している。

次に、点弧移相回路のブロック線図を図 11 に、そのタイミング・チャートを図 12 に示す。最も簡単な三相ツーン回路により移相させ、零交点から点弧位相角 α を決め、コンパレータで各相 180° 幅の矩形波出力 $P_{I(n,m)}$ とその Not 出力 $\bar{P}_{I(n,m)}$ を得る。更にそれらで、Ex-Nor をとり (例えば $\bar{P}_I \oplus P_{II}$ など)、ホットカプラで相間絶縁してパルス増幅ののち、 60° 幅の矩形波電圧 $FCu(v,w)$ 出力を各逆直列トランジスタのベース端子に同時に加えている。 α を $0^\circ \sim 150^\circ$ と大きく変えても、ベース電流の時間幅 60° はほぼ各相そろっており、 $\pm 3^\circ$ 以内の誤差であった。この点弧信号の同時印加は簡易な処置にて、実際は電流時間幅検出回路を付加して別々にベース信号処理をすべきであろう。

〈5・2〉 オシロ波形と総合力率、電力効率の測定

第 3 章の力率解析の実験として、入力側の線電流、一次電流と出力電圧電流波形のオシロ写真を図 13 に示す。これは図 5 の力率理論曲線中の実測値 $\otimes$ 印に対

図 13 $R+L$ 負荷時の入出力電圧電流オシロ写真Fig. 13. Oscillograms of input, output voltage and current. ($\delta=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, \alpha=60^\circ, 120^\circ$)

図 14 負荷特性 ($\delta=0^\circ$, $\alpha=60^\circ$)

Fig. 14. Load characteristics.

応し、その他の実測値・印を含めて理論値ともよく一致していることが分る。

最後に、この $3f$ 電源として、典型的な抵抗負荷 $\delta=0^\circ$ 、点弧角 $\alpha=60^\circ$ の場合の出力電圧 E_o の変動、電力効率 η と総合力率 P.F. の実測値を図 14 に示す。変圧器の銅損、鉄損とトランジスタのスイッチ損など、損失は全て入力からみて有効電力となり、負荷抵抗分の増加と等価にみなされる。誘導性負荷になるほど、この等価抵抗分は漏れインダクタンスと共に理論値との誤差の 1 要因となる。図 14 にみられるように、効率も高く、力率は出力電流即ち負荷の大小に係なくほぼ理論通りに一定であることが観察される。

6. む す び

従来、単相交流チョップの総合力率の解析は報告されているが、 $3f$ 電源において点弧角を変え強制消弧された場合、特に $\alpha < \delta$ の場合についてはなされてなかった。

本論文は、この $3f$ 電源の総合力率などの解析と電力効率などを含めた実験を行なったもので、全て理想化状態での理論値にもかかわらずほぼそれに近い実測値が得られた。次に本解析および実験の結果を要約する。

- (1) 変圧器の利用率は良く、小形軽量の磁心でよい
- (2) R 負荷から L 負荷まで、強制転流方式で自由に 3 倍周波数動作をなす
- (3) 直列リアクトルをほとんど用いず、過渡特性がよい
- (4) 電力効率は高く、総合力率は負荷の大小に係せず循環回路方式によるそれ以上の改善も可能であ

る

(5) 高調波成分を三次元グラフで統一的に表すことができ、点弧角に無関係に含有率一定の場合があるなどである。

この基本となる解析法は、一般の位相制御整流回路や交流チョップなどにも適用でき、コンデンサなどの外部補償によらず、点弧角移相のみでまずどの程度力率が改善できるかを示している。なお重い誘導性負荷では定性的にみても総合力率は小さいが、循環回路を設けて無効電力を負荷側で循環させれば、力率は大きく改善されることがわかる。この無効電流循環方式による $3f$ 電源の力率改善については今後に報告したい。

終りに、常々御指導いただく九州大学工学部 原田耕介教授および実験、図面整理をされた本学 高橋賢一郎技官、それに卒論として協力された峰尾俊和君ほか学生諸氏に対しても深く感謝の意を表する。

(昭和 57 年 10 月 18 日受付, 同 58 年 3 月 30 日再受付)

文 献

- (1) P. P. Biringer: "The Triductor" *AIEE Trans. C & E*, 75, 27, 590 (1956)
- (2) O. J. M. Smith & J. T. Salihi: "Analysis and Design of a Magnetic Frequency Multiplier" *ibid* 74, 26, 384 (1955)
- (3) L. J. Johnson & S. E. Rauch: "Magnetic Frequency Multipliers" *ibid* 73, 15, 448 (1954)
- (4) W. McMurray: "Magnetic Frequency Multipliers and Their Rating, Part 1 Frequency Triplers" *ibid* 75, 26, 384 (1956)
- (5) P. P. Biringer & P. C. Sen: "An SCR Frequency Tripler" *IEEE Trans. Magnetics MAG-3*, 1, 29 (1967)
- (6) A. E. Eigeles & M. S. Erlicki: "New Aspects of Power Improvement, Part 2-Practical Circuits" *IEEE Trans. Industr. Gen. Applic. IGA-4*, 4, 447 (1968)
- (7) W. Shepherd: "Thyristor Control of AC Circuits" *Bradford University Press* (1975)
- (8) W. Shepherd & P. Zand: "Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits" *Cambridge University Press* (1979)
- (9) T. G. Bland: "Steady-State Analysis of the Series Resistance-Inductance Circuit with Controlled Switches" *IEEE Trans. Industr. Electronics Control Instrum. IECI-23*, 2, 171 (1976)
- (10) G. N. Revankar & D. S. Trasi: "Symmetrically Pules Width Modulation AC Chopper" *ibid* IECI-24, 1, 39 (1977)
- (11) E. EL-Bidweihy, et al: "Power Factor of AC Controllers for Inductive Loads" *ibid*, IECI-27, 3, 210 (1980)
- (12) 東・高橋: 「静止形電力用通信装置～自然転流型のゲート制御回路について」長崎大学工学部研究報告 第 14 号, 39 (昭 55-1)