

無効電力循環法による力率改善方式

(循環型交流チョッパの入力力率解析)

東 克彦*・中島綱男*
高橋賢一郎*

Power Factor Correction by method of the Reactive Power Circulation

(power factor analysis of the circulating a.c. chopper)

by

Katuhiko HIGASHI, Tsunao NAKASHIMA and Ken-ichiro TAKAHASHI

(Department of Electrical Engineering)

On the power factor correction, there are three methods that the first is use of compensating capacitors, the second are correction of the fundamental power factor, distortion factor and total power factor by means of the variations of the turn on or off angles and the third method correct both power factors and efficiency by means of the circulation of the reactive power component.

The purposes of this research are the basic analysis and experiment of the total power factor on the circulating a.c. chopper for example and can be applied to the power factor correction of another triple frequency sources.

We are known that the total power factor can be correct from the zero value even in the case of the L. load to nearly the value of the R. load power factor.

1. まえがき

循環回路を用いない、一般の交流位相制御回路においては、R負荷のみでも遅れ位相制御になるにつれて低入力力率となる。特にL負荷では無効分のみの電力は全て電源に回生されるため、位相角の如何にかかわらず、有効電力対皮相電力の比で定義される総合力率は零となることは明白である。

筆者等は先に、R負荷からL負荷にいたる誘導性負荷において、その基本負荷をパラメータとして点弧角と消弧角を変化させた場合の基本位相差角、変形率お

よび入力力率を解析し、有用な特色ある結果を得た¹⁾²⁾³⁾。しかしその結果は、先述の如くL負荷では総合力率は零と悪く、交流回路の力率改善を如何にすべきかが問題となる。

ここで、力率改善の方法としては3つの方法が考えられる。第1の方法は補償コンデンサを用いる方法である⁴⁾。これには電源側補償と負荷側補償とが考えられる。電源側並列補償は負荷の遅れ無効電力を補償し、基本波力率を1とするもので、総合力率は変形率と等しくなる。また負荷側並列補償では、不連続電圧印加

昭和57年5月6日受理

*電気工学科

時にデルタ関数的インパルス電流が流れ力率を低下させてしまう。あえてコンデンサを用いるにしても、初期コンデンサ電位を印加電圧レベルと等しくするような補助回路を必要とし複雑になる⁵⁾。

第2の方法は、点弧位相角や消弧位相角を変化させることによって基本波力率および変形率を改善し、その両者の積である総合力率を改善する方法である¹²⁾。

第3の方法は循環回路を用いて負荷の無効電力を電源側に回生せず、循環して有効分に変化させ力率を改善する方法である。これ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のように、負荷の電力効率が高められるばかりでなく入力力率も高めに自由に可変制御する方法である。

この研究の目的は、前述の第2と第3の方法を組合せた場合につき、交流チョッパや3倍周波数電源について解析と実験をして、総合力率の改善を計ることである。ここで、 $\alpha \sim \beta$ 位相制御については種々の方式が考えられるが、3倍周波数電源との関連より、 α 可変、 $\beta = \alpha + \pi/3$ の 60° 区間の導通角一定をとる循環型交流チョッパの総合力率改善について検討を行った。解析では変形率が負荷力率の低下につれて低下する部分と、その逆の部分とがあり興味深い。また総合力率は基本波力率が1となる附近で最大となっている。

実験回路は消弧が容易なパワートランジスタを逆直列接続として用いたが、これはサイリスタと違い強制消弧回路が不要で、解析結果との比較検討のため実験には適当と考えたからである。

以上の結果、総合力率は負荷力率の低下に伴いいくぶん悪くなるが、それも著しい差はないことが分る。これは、循環回路を用い負荷の無効電力を電源に回生せず、途中で蓄積又は消費するようにしたためである。本方式は力率改善の有効な一手段であり、その解析法は他の交流回路の力率解析に対しても利用できると思われる。

2. 回路の動作理論

<2.1> 主回路の動作

主回路を図1に示す。すなわち交流チョッパ及び環流回路からなりたっており、原理は環流ダイオード付き単相全波整流回路と似ている。単相全波整流回路の場合、環流ダイオードを設けることにより、出力の増大、力率改善、安定した消弧などの数々の利点を有している。本論文はこの方式を交流制御に用い、その利点を生かそうとするものである。

交流制御の場合、単相全波整流と異なる点は負荷に

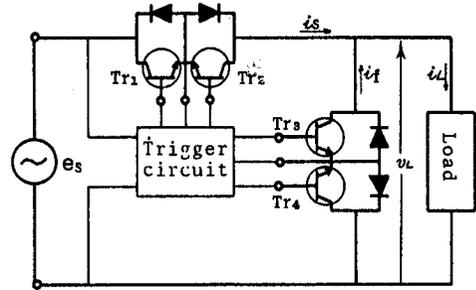


Fig. 1 Basic circuit of the a. c. chopper.

も交流が流れることである。このため環流を行うには一方向性のダイオードでは可ならず、環流する電流の方向をその都度変えてやらねばならない。このために環流回路にも交流チョッパと同じ回路、すなわちパワートランジスタとダイオードを逆直列に接続したものを交流の正負どちらの半波も同じく制御できるようにしている。

各部の動作時の波形を図2に示す。また負荷は誘導性負荷の場合を考える。電源電圧 e_s の正の半波の零点 ($\theta = 0^\circ$) を基準とし、位相角 α で点弧し、同じく β ($=\alpha + 60^\circ$) で消弧させる。このためトランジスタ Tr_1 に図2のゲートパルス v_{g1} を与える。このとき負荷にかかる電圧 v_L 及び入力電流 i_s はそれぞれ図2(d)(e)のようになる。次に負荷のインダクタンス分に蓄った無効電力を電源に回生させずに環流によって全て消費させるためトランジスタ Tr_4 を Tr_1 が消弧すると同時に点弧し、環流を行う。このとき Tr_4 に与えるゲートパルスは v_{g4} であり、環流回路を流れる電流 i_s は(f)のようになる。 v_{g4} は無効電力を完全に消費させるため、次の半周期の点弧角 $\theta = \alpha + 180^\circ$ まで与えられる。負の半波の制御も同様な動作を行わせ、結局1周期にわたって負荷に流れる電流 i_L は(g)のようになる。

また、トランジスタの“点弧～消弧”は次の順で行われ決して2個以上のトランジスタが導通していることはない。

$$Tr_1 \rightarrow Tr_4 \rightarrow Tr_2 \rightarrow Tr_3 \rightarrow Tr_1 \dots$$

<2.2> 点弧回路の動作

点弧回路のブロック図を図3に示す。点弧角 α を得るには、ツーロン回路を用いて入力電圧を移相し、正弦波のゼロクロス点が α に等しくなるような電圧 v_1 を得る。次にコンパレータ I により正の半波を利用して方形波 v_2 を作り、それを微分回路 I に通すことによって方形波の立上がり及び立下がり時に鋭いパルス v_3 を発生させる。このうちの立上がりパルスを単安定

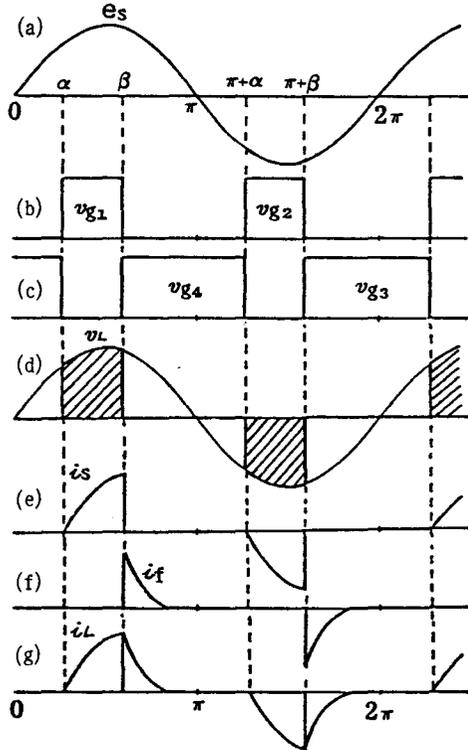


Fig. 2 Operating waveforms of the main circuit.

マルチバイブレータ I に加えることにより点弧角 α と消弧角 β なる矩形波 v_1 を作る。こうして作られた矩形波は増幅器 Amp I により増幅し、トランジスタ T_{r1} をオンさせるのに充分なゲートパルス v_{g1} を作り、 T_{r1} のベースに供給する。

また、環流用のトランジスタ T_{r4} を駆動させるゲートパルス v_{g4} を作るために、単安定マルチバイブレータ I によって作られた矩形波を微分回路 II に通して再び鋭いパルス v_5 を作る。今度はその立下がりパルスを単安定マルチバイブレータ III に加え、単安定マルチバイブレータ I の矩形波のオフと同時にオンする矩形波 v_6 を作り、増幅器 Amp II で増幅しゲートパルス v_{g4} を作る。なお単安定マルチバイブレータは TTL を用い、そのオン時間は外部補償による CR の時定数 ($t=0.45 CR$) によって任意に設定できるようになっている。

図 2 の T_{r2} , T_{r3} へ与えるガードパルスは入力電圧の負の半波を前述と同様の操作を行って得る。こうして得られた各部の波形を図 4 に示す。

3. 総合力率

つぎに図 5 のような誘導性負荷に正弦波を加え交流

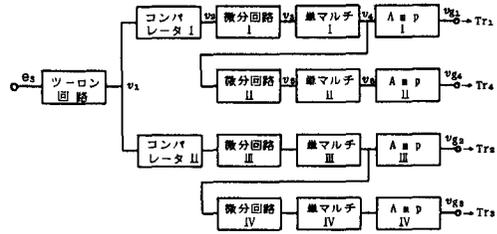


Fig. 3 Block diagram of the gate circuit.

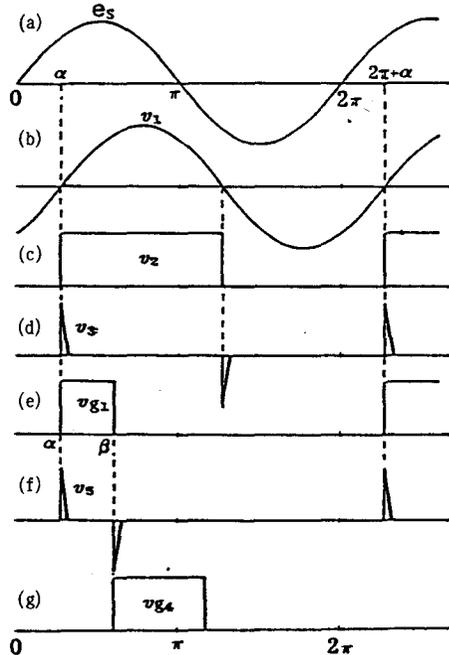


Fig. 4 Operating waveforms of the gate circuit.

チョップで位相制御した場合の力率の解析を行う。

入力電流 $i_s(\theta)$ は $\theta=\alpha$ で点弧し、また $\theta=\beta(=\alpha+60^\circ)$ で消弧することにより、

$$i_s = I_m \{ \sin(\theta - \delta) - \sin(\alpha - \delta) e^{-(\theta - \alpha)} \cos \delta \}$$

ただし、

$$I_m = E_m / (R^2 + \omega^2 L^2)^{1/2} \quad (\alpha \leq \theta \leq \beta)$$

$$\delta = \tan^{-1}(\omega L / R) : \text{基本負荷角}$$

R: 負荷の抵抗分, L: 負荷のインダクタンス分

E_m : 供給電圧最大値

また、入力電流をフーリエ級数展開すると入力電流波形は対称波形である故、その直流分及び偶数調波成分は零となる。

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad (n = 1, 3, 5 \dots \text{なる奇数}) \quad (1)$$

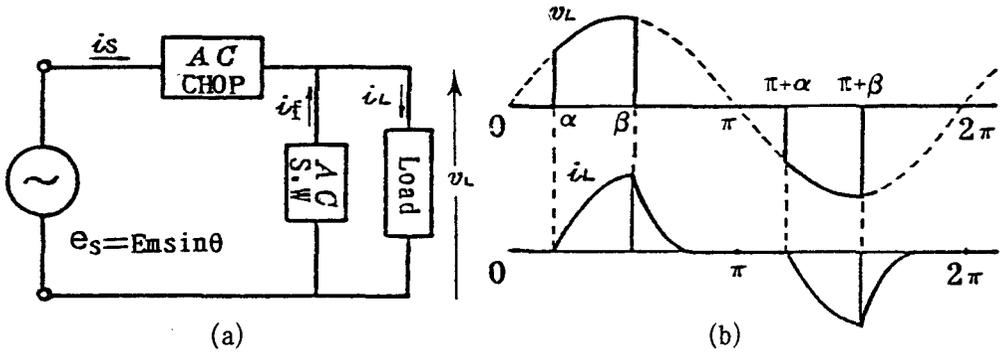


Fig. 5 (a) Main circuit.
(b) Waveforms of the input, output voltage and current.

ただし基本波成分のフーリエ係数 a_1 , b_1 は次のようになる。

$$\begin{aligned} a_1 &= 2/\pi \int_{\alpha}^{\beta} i_s(\theta) \cdot \cos \theta d\theta \\ &= I_m/\pi [-(\beta-\alpha)\sin \delta + \sin(\beta+\alpha-\delta) \cdot \sin(\beta-\alpha) \\ &\quad + 2 \sin(\alpha-\delta) \sin \delta \{ \epsilon^{-(\beta-\alpha)\cot \delta} \\ &\quad \cdot \cos(\beta+\delta) - \cos(\alpha+\delta) \}] \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= 2/\pi \int_{\alpha}^{\beta} i_s(\theta) \cdot \sin \theta d\theta \\ &= I_m/\pi [(\beta-\alpha)\cos \delta - \cos(\beta+\alpha-\delta) \cdot \sin(\beta-\alpha) \\ &\quad + 2 \sin(\alpha-\delta) \sin \delta \{ \epsilon^{-(\beta-\alpha)\cot \delta} \\ &\quad \cdot \sin(\beta+\delta) - \sin(\alpha+\delta) \}] \end{aligned} \quad (3)$$

さらに、入力電流 $i_s(\theta)$ の実効値 I_e は次のようになる。

$$\begin{aligned} I_e &= \left\{ 1/\pi \cdot \int_{\alpha}^{\beta} i_s^2(\theta) d\theta \right\}^{1/2} \\ &= I_m/\sqrt{\pi} [1/2(\beta-\alpha) \\ &\quad - 1/4 \{ \sin 2(\beta-\delta) - \sin 2(\alpha-\delta) \} \\ &\quad + 2 \sin(\alpha-\delta) \sin \delta \{ \epsilon^{-(\beta-\alpha)\cot \delta} \cdot \sin \beta - \sin \alpha \} \\ &\quad - \sin^2(\alpha-\delta) \cdot \{ \epsilon^{-2(\beta-\alpha)\cot \delta} - 1 \} / 2 \cot \delta]^{1/2} \end{aligned} \quad (4)$$

以上式(2)(3)(4)より点弧角 α を $0^\circ \sim 180^\circ$ 移相させ、また消弧角 $\beta = \alpha + 60^\circ$ すなわち導通角が 60° の場合の基本波力率角 ϕ_1 、変形率 λ 、及び総合力率 P.F を求める。

基本波力率角 ϕ_1 は、

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

で求められる。

負荷の有効電力 P_L は基本波力率が $\cos \phi_1$ であるので、

$$P_L = EI_1 \cos \phi_1 \quad (6)$$

ただし、

I_1 : i_s の基本波成分の実効値

E : 正弦波電源電圧実効値

ここで総合力率 P.F は次のように定義される。

$P.F = \cos \Phi = (\text{有効電力}) / (\text{皮相電力}) = P_L / (E \cdot I_e)$

電源側よりみた有効電力 P_s は、

$$P_s = E \cdot I_e \cos \Phi \quad (7)$$

(6)式と(7)式は同じ電力を示したものであるから $P_L = P_s$ より、 $I_e \cos \Phi = I_1 \cos \phi_1$

総合力率は(5)式を代入して、

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

ただし、 λ は変形率で次式のようにして求まる。

$$\lambda = I_1 / I_e = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2} / \sqrt{2} I_e \quad (9)$$

以上のようにして求められた基本波位相差角、変形率、総合力率を負荷角 δ をパラメータとし、点弧角 α を移相させ計算を行うとそれぞれ図6、図7、図8のようになる。ここで点弧角 150° 以降では実線と破線の2種類の解析結果を示す。これは入力電流 i_s が消弧角 β 以前に自然消弧する場合があるからで、点弧角 α からゼロクロス点まで解析したものを破線、ゼロクロス点より逆方向に再点弧して導通区間を α から $\beta (= \alpha + 60^\circ)$ としたものを実線で示している。

図6の基本波位相差角において正值の上半分は進み力率を、負値の下半分は遅れ力率を表わしている。

また、図7の変形率において導通区間が 60° の場合、全て0.19から0.78の間におさまってしまい、一方点弧角が 120° 以上で再点弧しない場合は、破線で示すように変形率はしだいに零に近づく。点弧角 105° までは負荷角 δ が大きくなるほど、変形率は悪くなっているが、点弧角がそれ以上になるとその関係はくずれ、点弧角 150° 付近では完全に逆転している。すなわち負荷角 δ が大きいほど変形率は小さくなる。

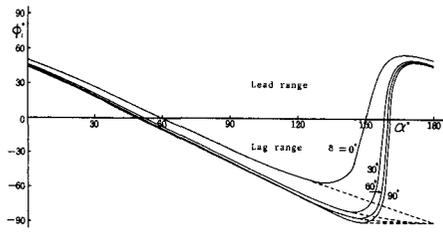


Fig. 6 Fundamental displacement angle ϕ_1° versus turn on angle α° .

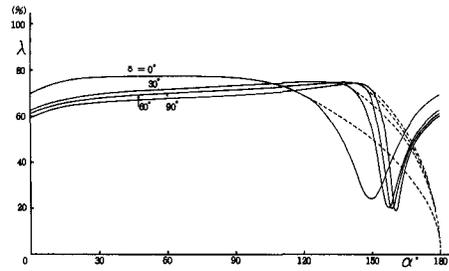


Fig. 7 Distortion factor λ vers. α° .

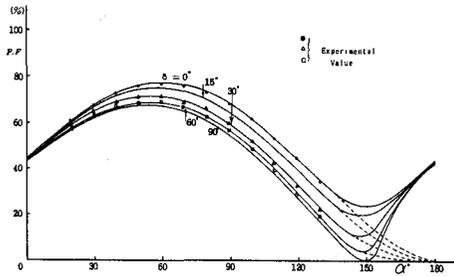


Fig. 8 Total power factor P. F vers. α° and experimental value.

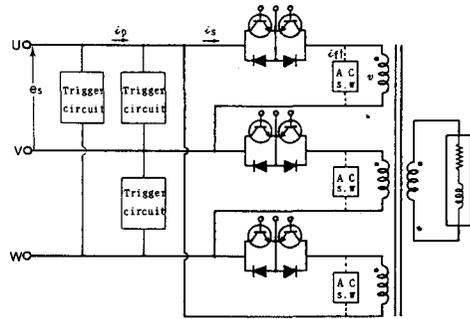


Fig. 9 Basic circuit of the triple frequency power source.

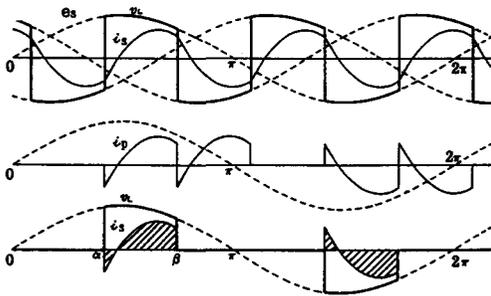


Fig. 10 Operating waveforms of the tripler.

次に総合力率については、無効電力を回生する場合としない場合の両者を比較して検討を行う。対象とする装置は直接形3通倍周波数電源装置²⁾⁶⁾で、主回路を図9に、入出力の電圧と電流波形を図10に示す。この装置は3相交流の各相を交流チョッパにより導通角を 60° として位相制御を行い、これを変圧器にて合成し単相3通倍周波数(60→180Hz)を得る定比式サイクロコンバーターの種類である。いま uv 相の電圧を e_s 、点弧角を α 、消弧角を $\beta(=\alpha+60^\circ)$ とし、負荷は誘導性であるとす。ここで出力電圧 v_s が負から正に反転しても、相電流 i_s は負荷のインダクタンス分に蓄積されている無効電力の電源回生を行うために、負から立ち

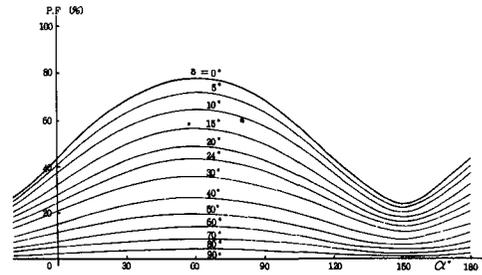


Fig. 11 Total power factor vers. α° for the tripler.

上がる波形となる。このため、総合力率は図11に示すように負荷角 δ が大きくなるにしたがい力率P.Fは悪くなり、 $\delta=90^\circ$ 即ち純L負荷では力率は如何なる点弧角でも零となる。一方、無効電力循環式の本方式では総合力率は図8のようになり、抵抗負荷時は点弧角が等しければ両者とも同力率となるが、誘導性負荷時は環流によってかなりの力率改善が行われることが分る。このことより、無効電力循環方式では、負荷角が大きくなってもあまり力率は悪くならない。

また無効電力の回生を行う点弧角移相のみの場合の最も力率が改善される点弧角の値は負荷角に関係なく $\alpha=60^\circ$ である。しかるに無効電力循環方式では、抵抗

負荷時 $\alpha=60^\circ$ で P.F.=0.78 と同じであるが、負荷角が大きくなると力率の最も良くなる点弧角は左に移動し、負荷角 90° では $\alpha=50^\circ$ で P.F.=0.68 と最も力率が良くなり、点弧角 α は 10° ずれる。

以上のことより、無効電力を循環させ電源回生を行わない場合の抵抗負荷と純誘導負荷の力率の差は点弧角制御により高々10%の差に押えることができ、零よりも大きく改善されることとなる。

4. 高調波解析

位相制御を行うと入力電流 i_s は高調波を含むようになる。ここで入力電流 i_s は対称波形ゆえに偶数次高調波は零となる。したがって(1)式のフーリエ係数 a_n , b_n は次式のようになる。

$$\begin{aligned} a_n &= 2/\pi \int_{\alpha}^{\beta} i_s(\theta) \cos n\theta d\theta \\ &= I_m/\pi [\{\cos((n-1)\beta + \delta) - \cos((n-1)\alpha + \delta)\}/(n-1) \\ &\quad - \{\cos((n+1)\beta - \delta) - \cos((n+1)\alpha - \delta)\}/(n+1) \\ &\quad + 2 \sin(\alpha - \delta) \cdot \sin \delta_n \cdot \{e^{-(\beta - \alpha)\cot \delta} \cdot \cos(n\beta + \delta_n) - \cos(n\alpha + \delta_n)\}/n] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_n &= 2/\pi \int_{\alpha}^{\beta} i_s(\theta) \cdot \sin n\theta d\theta \\ &= I_m/\pi [\{\sin(n-1)\beta + \delta\} - \sin((n-1)\alpha + \delta)]/(n-1) \\ &\quad - \{\sin((n+1)\beta - \delta) - \sin((n+1)\alpha - \delta)\}/(n+1) \\ &\quad + 2 \sin(\alpha - \delta) \cdot \sin \delta_n \cdot \{e^{-(\beta - \alpha)\cot \delta} \cdot \sin(n\beta + \delta_n) - \sin(n\alpha + \delta_n)\}/n] \end{aligned}$$

ただし $\delta_n = \tan^{-1}(n \cdot \tan \delta)$, $n=1, 3, 5 \dots$ 奇数次各高調波の波高値は次式で与えられる。

$$A_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \sqrt{2} I_n$$

図12に点弧角 $\alpha=60^\circ$ 負荷角 $\delta=0^\circ$ における周波数スペクトルを示す。ただし基本周波数 ($n=1$) を基準にとり、各調波の含有率は次式に示すようにその比 $I_n/I_1 = A_n/A_1$ で表わす。

5. 実験結果

実験の主回路は図1に示した通りである。

ここで負荷角 δ が大きくなると環流期間中に無効電力を消費しきれなくなり半周期後の点弧時に零から立上らず、無効電力分の電源回生が行われるため負から立上る波形となる。したがって実験においては環流回路に直列にダミー抵抗 R_0 を挿入して無効電力をほとんど環流期間中に消費してしまい、(1%以下に押える) 半周期後の点弧時に図2(e)のようにほとんど

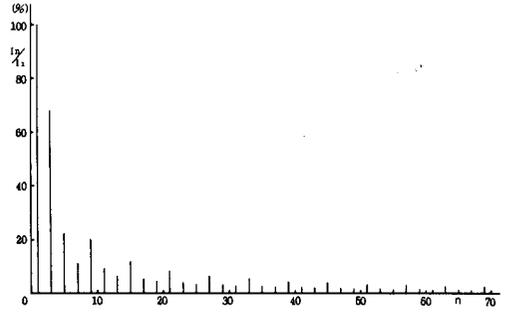


Fig. 12 Frequency spectrum for input current i_s .

零から立上る波形になるようにした。

また点弧角が 120° を越える場合、すなわち消弧角がゼロクロス点を越えるときは、再点弧せずに自然消弧(図7の破線)させることにした。

電源は商用周波数(60Hz)を用い数A流すようスライダックで電圧加減を行った。また負荷としては抵抗分には摺動抵抗を用いインダクタンス分には空心コイルを用いた。

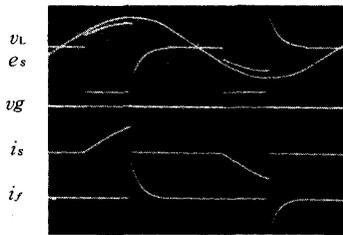
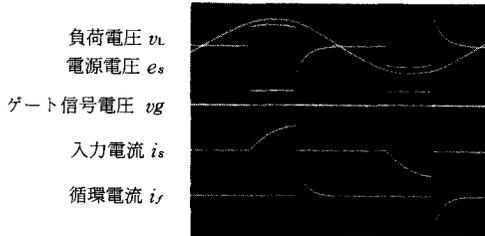
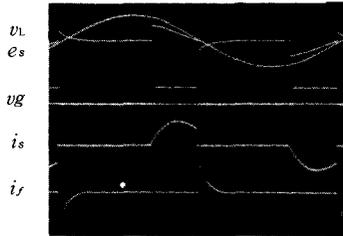
得られた総合力率の実測値を図8黒丸印などで示す。値は、非常に良く理論値と一致しており、実験においても負荷角 0° の場合点弧角 $\alpha=60^\circ$ で最も力率が改善され $\alpha=150^\circ$ で最も力率が悪くなっており、さらに負荷角が大きく変化しても総合力率は余り悪くならないことが実証された。

図13~図14に各部の波形を示す。図13は負荷角 30° の場合でスパイクもほとんどなく点弧、消弧が行われており、循環電流 i_r は次の半周期の点弧時までほとんど零になってしまっており無効電力が環流によってほとんど消費されてしまったことを示している。図14は負荷角 60° の場合で同じ点弧角の場合負荷角が大きくなると循環電流 i_r は減衰しにくくなり、ダミー抵抗などを挿入しないと無効電力を消費できなくなることがわかる。

6. あとがき

本文で詳述した無効電力循環による交流チョップの力率改善に関する研究の成果を述べると次のとおりである。

(1) 無効電力を電源へ回生せずに環流により負荷で消費させてしまうと、抵抗負荷及び軽い誘導性負荷の場合は力率は非循環方式と比べ余り変わらないが、重い誘導性負荷では負荷角が大きくなるにしたがって環流によってかなりの力率改善が行われる。すな

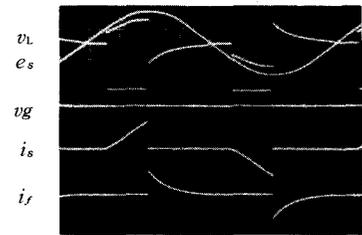
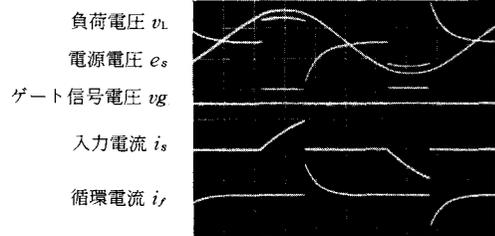
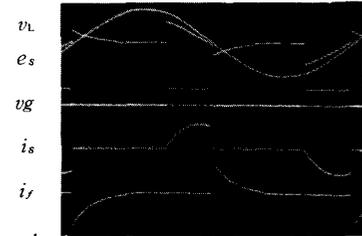
(a)点弧角 $\alpha = 30^\circ$ (b) $\alpha = 60^\circ$ (c) $\alpha = 120^\circ$ Fig. 13 Observed waveforms input, output and gate for R+L load ($\delta = 30^\circ$)

わち点弧角一定のもとでは負荷角が大きく変化しても力率はあまり変化せず、大きくしかも変動するような誘導性負荷に対してサイリスタで制御する場合でも安定した強制消弧が行える。

- (2) 点弧角を移相することによっても力率は改善される。また、最も力率がよくなる点弧角は負荷角によって異なっている。したがって、本方式により交流の位相制御を行う場合は負荷角の変化に追従してきめ細かい点弧角制御を行う必要があり、それにより力率の変化を小さくすることができる。

ただし次のような問題点も有する。負荷角が大きくなると無効電力を環流だけでは消費されなくなる。本実験ではその場合ダミー抵抗を用いたが、実際には蓄電装置を設け蓄電により無効電力を蓄めるなど、有効に使用する方法が次の問題として考えられる。

本論文の方法を3相交流に適用することにより1.5 通倍周波数 (90Hz) の交流電源が容易に得られる。ま

(a)点弧角 $\alpha = 30^\circ$ (b) $\alpha = 60^\circ$ (c) $\alpha = 120^\circ$ Fig. 14 Observed waveforms input, output and gate for R+L Load. ($\delta = 60^\circ$)

た誘導加熱の電源である直接形周波数3 通倍装置の力率改善にも応用することが可能であり、かつ実用性も十分あると考えられる。これらについては次回に報告したいと思っている。

終わりに、卒業研究として協力された本学卒業生、上原雅秀、野田慎吾両氏および常々御指導頂く九大工学部原田耕介教授に深く感謝の意を表します。

参考文献

- 1) 上原・野田：“交流チョップの定常状態の研究（入力力率の解析と実験）”長大工学部卒業論文（昭57年2月）
- 2) 中島・長岡・峰尾：“静止形電力用直接周波数変換回路の研究（入力力率の解析と実験）”長大工学部卒業論文（昭57年2月）
- 3) 石本・木下・重村・深堀：“強制転流型周波数通

- 倍回路の研究” 長大工学部卒業論文
(昭56年2月)
- 4) 東・高橋：長崎大学工学部研究報告第16号 P
35～41 (昭56. 1)
- 5) 小川：電気学会論文誌 vol. 96B No 6 pp. 615
～622 (昭51)
- 6) 東・高橋：電気四学会九州支部連合大会No207 (昭
56. 10)