

サイリスタを用いた静止形周波数逓倍回路

東 克 彦*

Static Frequency Tripler using Thyristors

by

Katsuhiko HIGASHI

(Electrical Engineering)

In the paper, the circuit and operation of thyristor frequency tripler are described and experimental results are shown for the critical operation. Three-phase input power is converted to single-phase output power of triple frequency.

The circuit consists of a pair of phase controlled thyristors connected back to back in each winding of delta connected primary three windings of power transformer. This thyristor frequency triplers have high efficiency and very small size and are able to omit a power transformer of source side.

1. まえがき

周波数逓倍装置には直接型と間接型とがあり、誘導溶解炉や電弧炉のアーク安定化などに、また高周波電動機などの電源として用いられることが多い。

このうち直接型逓倍回路には主に、3相電源を用いた開放デルタ方式¹⁾²⁾と3相4線星形方式³⁾⁴⁾⁵⁾の2種類がある。一般に開放デルタ方式は装置の容積が大きく、重量も大きい。

また3相4線星形方式は電源側に変圧器を用いるため、やはり変圧器の寸法と重量が大きくなる。さらに周波数変換回路としては、直流を介在させたインバータ方式も考えられる。しかしこれは強制転流動作であるため、直接交流変換回路での自然消弧動作に比べて、信頼度を高めるために特別の方策が必要と考えられる。

このような観点から、本稿では逆並列サイリスタ対を変圧器のデルタ回路中にそれぞれ置き、位相制御された3相の正負交互の電圧波形をその変圧器に順次加えることにより、電源変圧器を省略して変換器全体を小型軽量化できることを示す。さらに関連諸問題の検討結果を報告する。このうち、とくに本方式によれば磁心の重量を約1桁小さくすることが可能で、出力

インピーダンスも小さく、さらに電力効率も大きいなどの利点が存在する。

2. 回路と動作原理

第1図はここで考察する3相電源より3倍周波数の単相出力をうる直接形周波数逓倍回路の基本図である。まず動作説明を理想化するために、次のような仮定をおく。すべての半導体素子の順方向抵抗は零、逆方向抵抗は無有限とし、理想スイッチとする。また変圧器の巻数比は $1+1+1:1$ で密結合とし、1次および2次巻線の抵抗分は無視されるものとする。さらに電源波形に歪がなく、正負両波の点弧角に不平衡はないものとする。

交流制御回路には、サイリスタの逆並列接続形、ブリッジ形、トライアックなど各種が考えられる。

ここでは第1図のように3組のサイリスタ逆並列接続形を用い、各相の電流路に挿入して変圧器の各1次巻線に結ぶ。2次側は負荷端子で3倍周波数の単相出力がえられる。この場合、各相に結ばれた変圧器1次巻線にかかる電圧は、たがいに重なり合わないよう各サイリスタの点弧角を選定することが必要である。そのための点弧回路としてはOP AmpによるZero crossing point detector回路などを用いれば、達成で

きる。各サイリスタの点弧信号は順次1相遅れの線間電圧から点弧回路(ブロック G_u, G_v, G_w)を通して、図中の太線に示すようにゲート端子に加えられる。

電圧、電流波形はとおせん負荷の種類によって異なり、第2図(a)抵抗負荷、(b)誘導負荷の場合につきそれぞれ、出力電圧 e_o 、出力電流 i_o 、相電流 i_u, i_v, i_w 、および1次電流 i_{pu}, i_{pv}, i_{pw} の波形を示す。

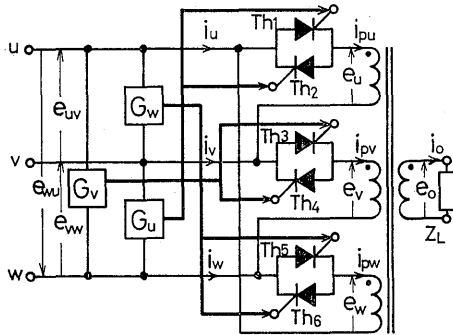
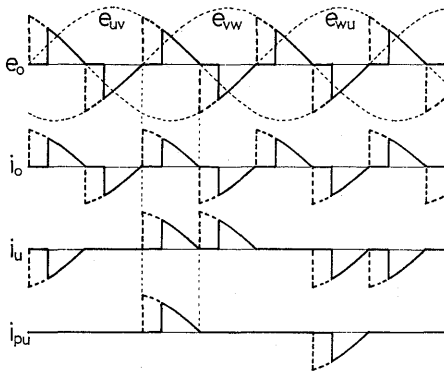
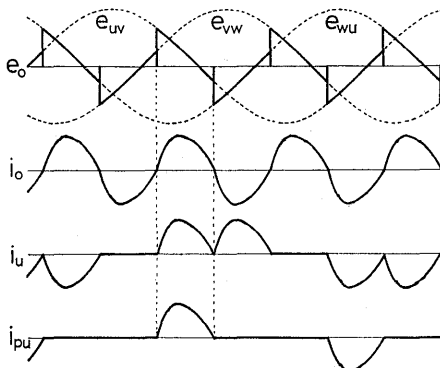


Fig. 1 Basic circuit of a frequency tripler.



(a) resistive load



(b) inductive load

Fig. 2 Waveforms of the voltage and current in the critical state.

まず抵抗負荷の場合は、第2図(a)のように点弧角 α を各正負両波の $2\pi/3 \sim \pi$ の間にとれば、安定に動作する。この場合、電流波形は電圧波形と同形で位相遅れはなく、原理的に最大出力を与える臨界点弧角 α_c は $2\pi/3$ である。もし点弧角を $\alpha < 2\pi/3$ にとれば、1次巻線にかかる電圧は重なり、その間の線路電流は急に増加するために絶対さなければならない。

つぎに誘導性負荷においては、インダクタンスに蓄えられた電磁エネルギーのため、第3図のように電源電圧が負になっても、ある期間サイリスタに電流が流れ、各波ごとに位相角 $\delta = \alpha + \gamma$ で出力電流は消滅する。(ただし γ は素子の通流角度) 前半波の電流が消滅後に次のサイリスタが点弧されなければならないので、点弧角は負荷力率角に応じて $\alpha > 2\pi/3$ のうち適当な値を選定することが必要である。例えば、純インダクタンス負荷では点弧角は $5\pi/6 \leq \alpha \leq \pi$ となる。いずれの負荷においても同様であるが、もし前半波の電流消滅前に次のサイリスタが点弧されれば、変圧器の2つの1次巻線に同時に逆方向の電流が流れるため、その電流差に応じて変圧器の磁束の時間変化率は減少し、1次電流と相電流はその間急に増加しピークを生じる。しかし出力電流には、そのピークは互いに打消しあうために生じない。なお、サイリスタの点弧順序は $Th_1, Th_6, Th_3, Th_2, Th_5$ および Th_4 であり、また相電流において同波形が2回つづけて生じるのは、例えばサイリスタ Th_1 が通流して相電流が $+i_u$ から $-i_o$ の方向に流れ、つぎに Th_6 が点弧して引きつづき同波形の相電流が $+i_u$ から $-i_w$ の方向に流れるためである。(Fig. 9 (e), (h) 参照)

本装置で用いる変圧器の大きさは、抵抗負荷の場合について設計すれば充分であり、その最大電圧時間積は半波の $1/4$ で、単相変圧器3個分が1個で充分であるから、全体で約 $1/3$ となり、小型軽量の変圧器になる。

3. 誘導性負荷における点弧角の限界条件

前章で考えたように、負荷の遅れ力率角 φ に対応して臨界点弧角 α_c すなわち安定動作領域が存在する。ここでは、この限界条件について考察を行う。

いま第3図において、3相電源の角周波数を ω 、負荷回路の抵抗を R_o 、インダクタンスを L_o とすれば、出力電流 i_o は R_o, L_o 直列回路の解になり、初期条件を入れてつぎのようになる。

$$i_o = \sqrt{2} E_e / (R_o^2 + X_o^2)^{1/2} \cdot \{ \sin(\theta - \varphi) -$$

$$\sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{-(\theta - \alpha) R_o / X_o} \} \quad (1)$$

ただし、 $\varphi = \tan^{-1} X_o / R_o$, $X_o = \omega L_o$, $\theta = \omega t$

(1) 式において、 $\theta = \alpha + \gamma$ で $i_o = 0$ と消滅するか

ら、いま任意の φ に対して通流角 $\gamma = \gamma_c = \pi/3$ の場合が最大の出力電流、すなわち臨界点弧角 α_c を与える。

$$\sin(\alpha_c + \pi/3 - \varphi) = \sin(\alpha_c - \varphi) \cdot e^{-\pi R_o / 3X_o} \quad (2)$$

とくに純インダクタンス負荷の場合の臨界点弧角は(2)式より $\alpha_c = 5\pi/6$ で、その出力電流 i_o の半波形状だけを示せば、

$$i_o = \sqrt{2} E_o / X_o \cdot \{\sin(\theta - \pi/2) - \sin \pi/3\} \quad (3)$$

ただし、 $5\pi/6 \leq \theta \leq 7\pi/6$ で、これは正弦波の上の部分を示している。

上述の(2)式より任意の φ に対する α_c の値は簡易的には図式計算でも求められる。第4図はその関係を、とくに φ に対する臨界点弧角裕角 $\beta_c = \pi - \alpha_c$ で示したもので、その斜線をほどこした部分が安定動作領域を示している。たとえば抵抗負荷 ($\varphi = 0$) では $0 \leq \beta \leq \pi/3$ ($2\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$)、また純インダクタンス負荷 ($\varphi = \pi/2$) では $0 \leq \beta \leq \pi/6$ ($5\pi/6 \leq \alpha \leq \pi$) で安定に動作することを示している。

4. 高調波成分

第2図または第3図から明らかなように、出力電圧および出力電流は第3調波を基本波とするひずみ波形

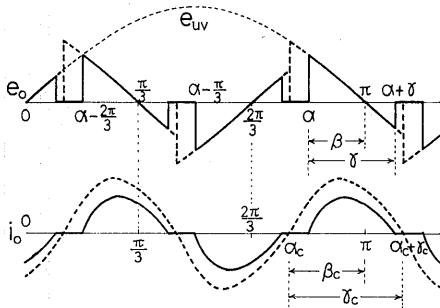


Fig. 3 Waveforms of the input, output voltage and output current with an inductive load.

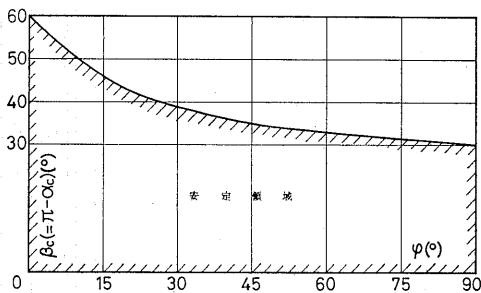


Fig. 4 Limit of the stable operation.

である。ここではこの高調波成分について考察する。一般に第3図の誘動性負荷において、負荷力率角 φ をパラメータとし、点弧角 α に対する各次高調波を求めるため出力電圧と出力電流をフーリエ級数展開すれば、以下のように第3調波の奇数倍高調波がえられる。まず、そのフーリエ係数は、

$$\begin{aligned} a_{3(2k-1)} &= \frac{4}{T} \int_0^{T/2} e_o(t) \cdot \sin 3(2k-1)\omega t \, dt \\ &= 3\sqrt{2} E_o / \pi [1/(3k-1) \cdot \sin(3k-1)\gamma \cdot \cos \\ &\quad \{(3k-1)(2\alpha + \gamma) - (2k-1)\pi\} - 1/(3k-2) \\ &\quad \cdot \sin(3k-2)\gamma \cdot \cos\{(3k-2)(2\alpha + \gamma) - (2k-1)\pi\}] \\ b_{3(2k-1)} &= \frac{4}{T} \int_0^{T/2} e_o(t) \cdot \cos 3(2k-1)\omega t \, dt \\ &= 3\sqrt{2} E_o / \pi [-1/(3k-1) \cdot \sin(3k-1)\gamma \cdot \sin \\ &\quad \{(3k-1)(2\alpha + \gamma) - (2k-1)\pi\} + 1/(3k-2) \\ &\quad \cdot \sin(3k-2)\gamma \cdot \sin\{(3k-2)(2\alpha + \gamma) - (2k-1)\pi\}] \end{aligned}$$

したがって

$$\begin{aligned} e_o(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} \{a_{3(2k-1)} \cdot \sin 3(2k-1)\omega t + b_{3(2k-1)} \\ &\quad \cdot \cos 3(2k-1)\omega t\} \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} 3\sqrt{2} E_o / \pi [1/(3k-1) \cdot \sin(3k-1)\gamma \cdot \sin \\ &\quad \{3(2k-1)(\omega t + \pi/3) - (3k-1)(2\alpha + \gamma)\} - \\ &\quad 1/(3k-2) \cdot \sin(3k-2)\gamma \cdot \sin\{3(2k-1)(\omega t \\ &\quad + \pi/3) - (3k-2)(2\alpha + \gamma)\}] \end{aligned}$$

ただし任意の φ に対して(2)式より α_c が定まり、 α は $\alpha_c \leq \alpha \leq \pi$ の範囲の値をとることになり、 γ は α を定めれば次の(4)式より $0 \leq \gamma \leq \pi/3$ の間に自ずから定まる値である。

$$\sin(\alpha + \gamma - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{-\gamma R_o / X_o} \quad (4)$$

また、 $i_o(t)$ は上式の各高調波電圧のそれぞれの調波のインピーダンスによる商の和で示めされる。

$$\begin{aligned} i_o(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} 3\sqrt{2} E_o / \pi Z_k [1/(3k-1) \cdot \sin(3k-1)\gamma \\ &\quad \cdot \sin\{3(2k-1)(\omega t + \pi/3) - (3k-1)(2\alpha + \gamma)\} \\ &\quad - 1/3(k-2) \cdot \sin(3k-2)\gamma \cdot \sin\{3(2k-1) \\ &\quad (\omega t + \pi/3) - (3k-2)(2\alpha + \gamma)\}] \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 $Z_k = (R_o^2 + 3^2(2k-1)^2\omega^2 L_o^2)^{1/2}$

以上の一般的結果より、次のことが分る。まず任意の力率角 φ をもつ負荷に対して臨界点弧角 α_c の場合、すなわち電流連結の場合 ($\gamma_c = \pi/3$) の出力電流の高調波成分の割合 $I_{o \cdot 3(2k-1)} / I_{o \cdot 3}$ のグラフは第5

図に示めされる。これは φ に対する負荷インピーダンスの大きさ $|Z_k|$ をそれぞれの場合等しいとして計算した結果である。つぎに純インダクタンス負荷($\varphi = \pi/2$)で、点弧角を $\alpha = 5\pi/6 = \alpha_c$, $\gamma_c = \pi/3$ の場合は出力電流 i_o は(5)式より計算して、その各高調波は $3f$ 成分に対して $1/30$, $1/40$, $1/85$, ……と急に減少しており、殆んど $3f$ の正弦波電流に近似しているとみなされる。このことは (3)式または次章の第9図(g)のオシログラムにおいても確められる。

また抵抗負荷 ($\varphi=0$)で、点弧角 α を変化した場合の高調波成分の割合 $I_{0.3(2k-1)}/I_{0.3}$ を、点弧余裕角 $\beta = \pi - \alpha$ に対して示したのが第6図である。第5および6図では、 $\alpha = 2\pi/3 = \alpha_c$ ($\beta = \pi/3 = \beta_c$) における $3f$ 成分 $I_{0.3}$ を100%としている。

5. 実験結果と波形写真

2種類の方向性鉄素鋼板(磁心Ⅰと磁心Ⅱ)による変圧器に、3相100Vを加えて、実験を行った。その2種類の変圧器の仕様は第1表のとおりである。いずれも1次側3巻線は同時巻(トリプルファイラ)で平

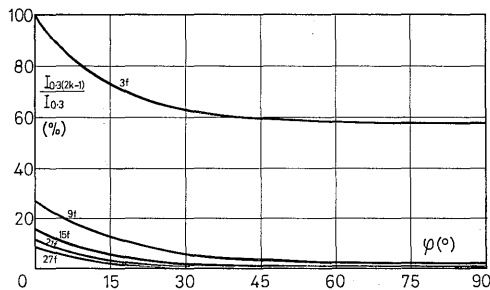


Fig. 5 Higher harmonic components of the output current in the critical state.

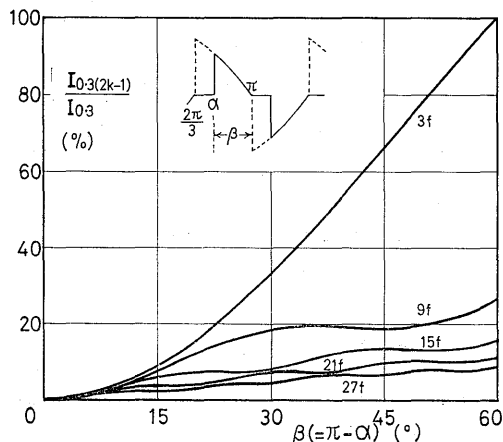


Fig. 6 Higher harmonic components of the output current with a resistive load.

磁心Ⅰ (センバシールトロイダルコア)		
方向性3%鉄素鋼板 0.1mm厚		
鉄心断面積 4cm ² 平均磁路長 25cm		
トロイダルコア外形寸法 10×6×2cm		
飽和磁束密度 16.6kg 重量 680g		
巻線	1次 250ターン×3 同時巻	
	抵抗分 0.9Ω×3	線巻線 0.8φ
	2次 250ターン 抵抗分 1.2Ω	〃
磁心Ⅱ (オリエント EI コア)		
方向性鉄素鋼板 0.5mm厚		
鉄心断面積 15.0cm ² 平均磁路長 240cm		
EI 型コア外形寸法 11×8.9×4.7cm		
飽和磁束密度 12kg 重量 2400g		
巻線	1次 300ターン×3 同時巻	
	抵抗分 5.4Ω×3	ホルマル線 0.5φ
	2次 300ターン	
	抵抗分 3.4Ω	ホルマル線 0.7φ

Table 1 Various constant of the transformers.

衡させている。

点弧回路はピーキングトランス構成または Zero crossing 回路で、その印加電圧を3相用ボリウムにて位相可変させて点弧角 α を定め、電圧位相制御を行っている。負荷としては双芯摺動抵抗器 $R_o = 0 \sim 90\Omega$ と、インダクタンス $L_o = 50\text{mH}$ (抵抗分 $r_x = 1.2\Omega$) を用い、負荷の遅れ力率角 φ の設定は R_o を変えることにより得ている。

第7図(a), (b)は負荷力率角 φ をパラメータとして点弧余裕角 $\beta (= \pi - \alpha)$ に対する出力電流と相電流の実効値 I_o と I_e を磁心Ⅰについて測定した曲線である。図より、ある φ に対する安定領域内 ($0 \leq \beta \leq \beta_c$) では、 I_o と I_e は解析で考えられるとおりに順次増加するが、 $\beta_c < \beta$ では別モード動作となり、オシログラムにも見られるように、突入電流のピークを生じ、 I_e は大きく増加しているのが認められる。それに対して I_o は各3相間で互いに打消し合い、ピークを生ぜず臨界時の電流値に殆んど等しい。なお第7図(a)において $\varphi=0$ で、 I_o と I_e の曲線が完全に $\beta_c = \pi/3$ まで達していないのは、変圧器もれインダクタンスの影響である。このとき R_o と X_o より計算される負荷力率角 φ の値と、その負荷時に波形観測より β_c を測定して、これに対応する φ の値を第4図より間接的に求めた場合、その間の誤差は第8図のように0~数度以内であり、実験結果は前の3章における計算結果ともほとんど良く一致している。

第9図(a)~(h)は第7図中の記号A~Hの状態に対応する磁心Ⅰによる各波形、電源電圧 e_{uv} 、出力電圧 e_o 、出力電流 i_o 、相電流 i_u と1次巻線電流 i_{pu}

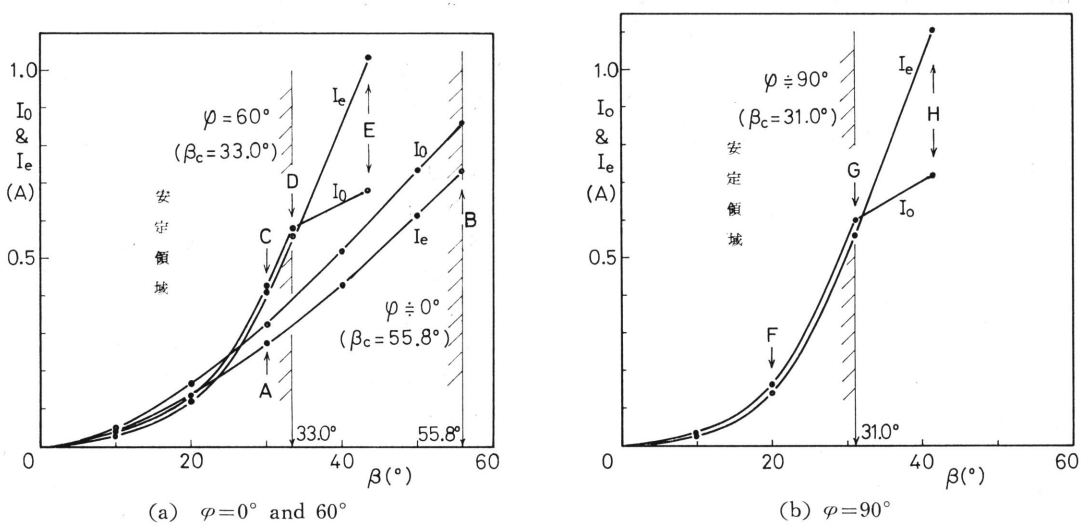


Fig. 7 Effective values of the line and output current.

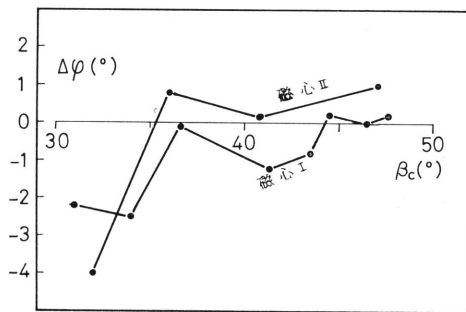


Fig. 8 Measured errors of the load power factor angle.

のオンログラムを示している。図(a), (b)は抵抗負荷の場合で電流波形は出力電圧と同波形であり, 図(g)は純インダクタンス負荷の場合で, その臨界時の出力電流は正弦波に近いことが分る。また図(e), (h)は1次電圧重なり期間が生じた場合で, 出力電流を除いて相電流と1次巻線電流にはその期間突入電流のピークを生じているのが認められる。

つぎに第10図は抵抗負荷における2種類の磁心による変圧器を用いた場合の各電力効率 $\eta = I_o^2 R_o / P_i$ で, P_i は電力計で測定した全入力電力である。この P_i の中には各点弧回路用電力, 移相器用電力など附属装

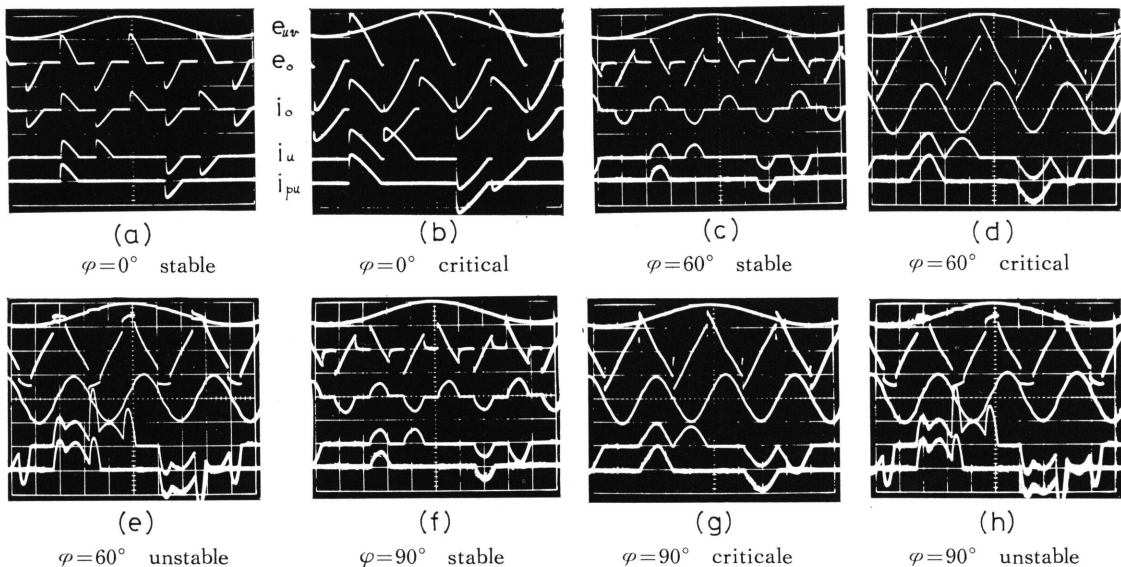


Fig. 9 Oscillograms of the voltages and currents.

置の電力も含めており、最高効率率は各94.3%(磁心Ⅰ)および86.1%(磁心Ⅱ)で、最大出力は100W前後である。損失の割合からみて、大型装置ではまだいくぶん効率は良くなり、また電圧変動率も小さくできる。なおトロイダルコア(磁心Ⅰ)の方が当然出力/重量の比は大きくなっている。

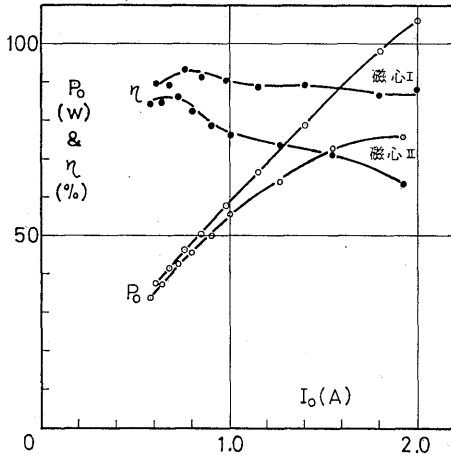


Fig. 10 Output power and efficiency.

6. むすび

本回路によれば、直接周波数通倍が簡単であり、臨

界点弧角に注意して用いれば、自然消弧であるため安定に動作する。また磁心の大きさを略1桁小さくすることができ、出力インピーダンスは殆んど巻線抵抗分と僅かのもれインダクタンスのみで、これは設計上小さくすることが可能である。この小さな巻線抵抗による電力損失が内部損失の大半を占めており、その他は磁心材料損失などであるため、負荷特性や総合電力効率も優れている。また従来の3相電力順変換装置に比べても本回路による直流電源を設計すれば装置の小型化にも応用できる。

終りに、この実験にあたり、指導と検討をいただいた原田教授(九州大学工学部)、ならびに実験の遂行に援助をいただいた関係各位に感謝いたします。

文 献

- 1) W. Mc Murray : AIEE Trans C & E Vol. 75, p384 (1956)
- 2) P. P. Bringer : AIEE Trans C & E Vol. 75, p590 (1956)
- 3) L. J. Johnson, S. E. Rauch : AIEE Trans C & E Vol. 73, p448 (1954)
- 4) P. P. Bringer, P. C. Sen : IEEE Trans Mag MAG-3.1, p29 (1967)
- 5) 宮入他 : サイリスタ応用ハンドブック p322(昭47)