

強制循環方式による力率改善法

(電力3f変換回路の力率解析とマイコン制御)

東 克彦*・姫野 隆*
高橋 賢一郎*

Power Factor Correction by method of the Forced Reactive Power Circulation (power factor analysis and micro-computer control of the static power triple frequency changer)

by

Katsuhiko HIGASHI, Takashi HIMENO and Ken-ichiro TAKAHASHI
(Department of Electrical Engineering)

We have some methods for the power factor improvement which are compensating capacitors, higher harmonics filters, polyphase-multistep and ac-chopper PWM etc. Then the equipment in circulating circuit which spends or absorbs electric power is inserted and electric power aren't regenerated in case of the inductive load. Thus reactive power are decrease and the input power factor are improved very much. Namely the "method of forced circulating" are thought.

On the paper, power factor and higher harmonics are analyzed and illustrated with an example of 3f power changers in case of the method of forced circulating. In futuer, GTO typed 3f power changers are intended to control by micro-computer and improve output waveform by a power filter.

1. まえがき

電力周波数変換の1例として、前に3倍周波数電源回路の実験を行い、点弧や消弧角を変化させた場合の基本波力率と基本波含有率を求め、その積である入力力率を改善する方式などの解析を行った。¹⁾

この入力力率よりみた電力の流れに関する回路には次の4通りが掲げられている。²⁾

- (1)正弦波電源をもつ線形回路 (2)同じく非線形回路
(3)非正弦波電源をもつ線形回路 (4)同じく非線形回路

入力電流は(1)以外すべて非正弦波となり、一般に入力力率は次式の比として定義される。

$$P \cdot F = \text{有効電力} / \text{皮相電力} = P / S' \quad \dots\dots\dots(1)$$

半導体を用いた位相制御回路は主に上記の(2)項に対応している。この正弦波電圧源により非線形回路へ流れる皮相電力Sは有効電力P、基本波無効電力Qとひずみ電力Dのベクトル和として、直角4面体 $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$ で表示される。

これから力率の改善には次の3通りが考えられる。

- (I)基本波無効電力Qの減少、(II)ひずみ電力Dの減少、(III)有効電力Pの増加を図ることに帰着する。

(1)式の皮相電力の減少としては、(a)補償コンデンサによる力率改善法(Qの減少)(b)高調波フィルタによる法(Dの減少)(c)多相多重化による高調波の抑制除去法(Dの減少)(d)ACチョップPWM法による高調波

抑制除去法（Dの減少）などで、それらについての論文も数多く発表されている。

従来、無効電力はあくまで無効分でしかないと考えられがちだが、(e)無効電力循環方式を用いれば無効電力は有効分に変換可能となる（Pの積極的増加）。即ち、無効電力を循環回路にまわして負荷にて消費させる一方、何等かの方法にて電源に回生させなければ、入力々率は大きく改善され基本波力率も1にする事が可能となる。換言すれば、電力循環させて力率を大きく改善させる為には、負荷を無循環の場合と同じ状態にそのまま置くのではなく、循環枝路に電力を消費または吸収する装置（抵抗、蓄電池、超伝導電力の蓄積など）を強制的に挿入する必要がある。かくて循環電流は急速に減衰してほとんど零となり、次の導通期間の入力線電流は負からではなく、ほぼ零レベルから立上ることになる。一定の皮相電力の中で無効分が減少し有効分に変換されるために、差し引きその差は大きくなり、力率改善にはかなりの効果があらわれる。

とくに、強誘導性あるいは誘導負荷では、負荷をそのままの状態で行く循環させても、無循環時に比べ導通角 γ を小さくとらねばならず、その分だけ有効電力は低下して基本波含有率も下り、ひいては入力々率まで低下または零となって循環させた意味をなさなくなる。これに対し、循環枝路に抵抗を入れる簡単な方式でも強誘導性さらに誘導負荷でさえかなり力率を改善させる事ができる点では有用と思われる。これについては後章に詳しく述べる。

有効電力の増加を計る環流ダイオード付き整流回路の例の例外、近来、交流スイッチの循環枝路をもつ交流電力制御回路に関する論文が見うけられる。³⁾⁻⁵⁾しかし、これらは循環期間中負荷の変化はなく、循環枝路は無抵抗の単なるスイッチであり、誘導負荷になるほどやはり入力々率は零に近づく。

本稿では、3f電源回路を例にとり、それに普通方式と強制方式の循環回路を付加した場合について、力率と高調波の解析を行い、マイコン制御によるGTO 3f電源装置の製作、実験についても述べる。また、電力フィルタによる出力波形改善についても少々ふれ

る予定である。

2. 回路と動作理論

主回路は図1であり、先に報告した3倍周波数電源回路¹⁾に新たに環流用ACスイッチ S_f をつけ、電力循環を行なわせるものである。ここで2通りの場合（方式IとII）を考える。方式Iは循環枝路を無抵抗の単なる交流スイッチとした普通循環方式で、方式IIは最も簡単な方法として循環枝路に抵抗を挿入し強制的に循環電力を消費して電源に回生させない、名づけて、「強制循環方式」の場合である。

主ACスイッチ $S_{II,III}$ で各線間電圧を位相角 α で点弧、 $\beta = \alpha + \gamma$ で消弧して導通角 γ の電圧片を順次切りとる。これらを巻数比1+1+1:1の変圧器で合成し単相3f電源を作る。また環流期間($\beta \sim \mu = \alpha + \pi/3$, $\beta + \pi \sim \mu + \pi$)でも1周期に正負両方向の循環電流 i_f が流れるため、環流回路も主回路と同じACスイッチ S_f と抵抗 R_f （零か有限値）をもつ構成とする。

$R+L$ 負荷時の出力電流 i_o は2期間に分けられ、主導通期間の入力相電流 $i_{I(II,III)}$ と環流期間の循環電流 i_f の和で表わされる。解析では全て理想化し、理想電圧源、半導体素子と合成用変圧器は無損失で洩れLは無く、ACスイッチ $S_{I(II,III)}$ と S_f 間の転流には重流がないものとする。なお、各相の波形は時間的に対称であるので、1相分についてのみ解析を行えばよい。

いま線間電圧の零交叉点を基準にとると、各期間において次式が成り立つ。 $\omega t = \theta$ として、

$$\text{主導通期間} \quad \omega L di/d\theta + Ri = E_m \sin \theta \quad (\alpha \leq \theta \leq \beta)$$

$$\text{環流期間} \quad \omega L di_f/d\theta + R_o i_f = 0 \cdots \cdots (\beta \leq \theta \leq \mu)$$

両期間の境界点ではそれぞれ次の条件がある。

$$\begin{aligned} \text{〔方式I〕} \quad i_i(\alpha) = -i_f(\mu) = -A, \quad i_i(\beta) = i_f(\beta) = B \\ R_f = 0, \quad R_o = R \end{aligned}$$

$$\text{〔方式II〕} \quad i_i(\alpha) = 0, \quad i_i(\beta) = C, \quad R_o = R + R_f$$

以上の式を解くと、方式I、IIとも同形式となり、

$$i_i(\theta) = I_m \{ \sin(\theta - \delta) - H \varepsilon^{-(\theta - \alpha) \cot \delta} \} \quad \cdots \cdots (2)$$

$$i_f(\theta) = I_m J \varepsilon^{-(\theta - \alpha - \gamma) \cot \delta_o} \quad \cdots \cdots (3)$$

ただし、 $I_m = E_m / (R^2 + \omega^2 L^2)^{1/2}$,

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

$$\delta_o = \tan^{-1} \omega L / R_o, \quad \text{ここで} H \text{と} J \text{の値は、}$$

〔方式I〕では、 $\delta_o = \delta$ であり、

$$H \equiv K(\alpha, \gamma, \delta) = \{ \sin(\alpha - \delta) + \sin(\alpha + \gamma + \delta) \varepsilon^{-(\pi/3 - \gamma) \cot \delta} \} / (1 + \varepsilon^{-\pi/3 \cot \delta})$$

$$J \equiv M(\alpha, \gamma, \delta) = \{ \sin(\alpha + \gamma - \delta) - \sin(\alpha - \delta) \varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \} / (1 + \varepsilon^{-\pi/3 \cot \delta})$$

$$A = -I_m \{ \sin(\alpha - \delta) - K(\alpha, \gamma, \delta) \}, \quad B = I_m M(\alpha, \gamma, \delta)$$

〔方式II〕では、 $\delta_o \neq \delta$ であって、

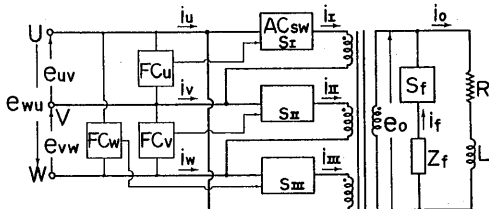


Fig. 1 Main circuit of 3f changer.

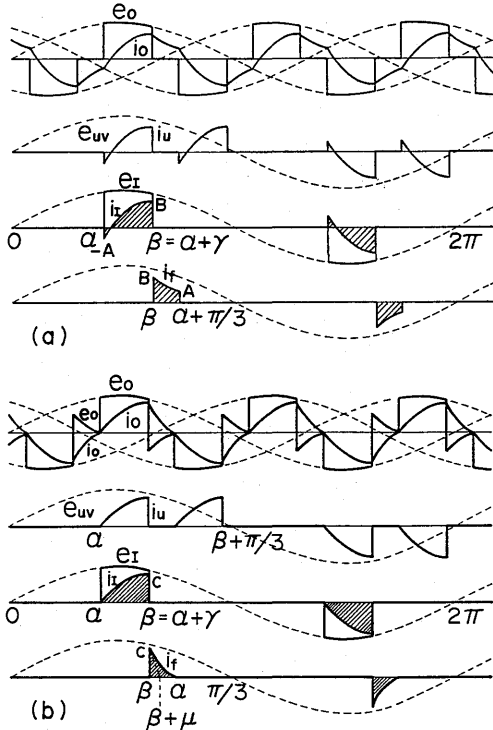


Fig. 2 Operating waveforms of the main circuit. (a) case I (b) case II

$H \equiv P(\alpha, \delta) = \sin(\alpha - \delta)$, $C = I_m G(\alpha, \gamma, \delta)$
 $J \equiv G(\alpha, \gamma, \delta) = \sin(\alpha + \gamma - \delta) - \sin(\alpha - \delta) e^{-\gamma \cot \delta}$
 この定常状態での各部波形を図2(a), (b)に示す。

(a)図が方式I, (b)図が方式IIの場合に当る。

3. 力率および入力電流高調波の解析

点弧角 α と導通角 γ の変化に対する力率や高調波などの解析を行い、最適値の α と γ を決定する。

〈3・1〉 力率解析 線電流 i_u は主回路△結線の性質上、図2のように i_u 波形が2回つづけて流れる。そのため3の奇数倍高調波成分は線電流中には生じない。ここで線電流を相電圧に対してフーリエ展開し、基本波成分 a_1, b_1 は次式より求められる。

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

$$= \sqrt{3} I_m / \pi [-\gamma \sin \delta + \sin \gamma \sin(2\alpha + \gamma - \delta) + 2H \cdot \sin \delta \{\epsilon^{-\gamma \cot \delta} \cos(\alpha + \gamma + \delta) - \cos(\alpha + \delta)\}] \dots\dots(4)$$

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

$$= \sqrt{3} I_m / \pi [\gamma \cos \delta - \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma - \delta) + 2H \cdot \sin \delta \{\epsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin(\alpha + \gamma + \delta) - \sin(\alpha + \delta)\}] \dots\dots(5)$$

また線電流の実効値 I_e は次式で求められる。

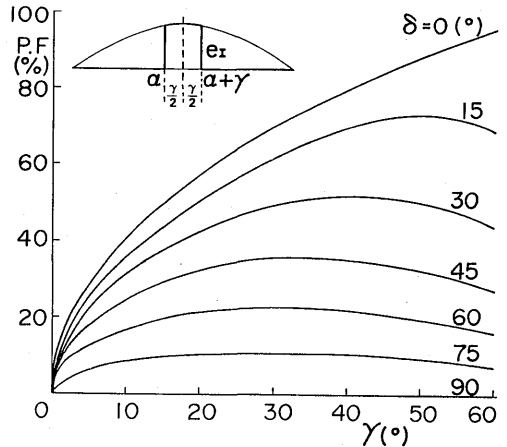


Fig. 3 Input power factor P. F. vers. conduction angle γ° (case I).

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

$$= I_m / \sqrt{\pi} [\gamma - \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma - 2\delta) + 4H \cdot \sin \delta \{\epsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin(\alpha + \gamma) - \sin \alpha\} + H^2 \tan \delta (1 - \epsilon^{-2\gamma \cot \delta})]^{1/2} \dots\dots(6)$$

以上の式より基本位相角と基本波力率が求められる。

基本位相角 $\phi_1 = \tan^{-1} b_1 / a_1$

基本波力率 $\cos \phi_1 = b_1 / (a_1^2 + b_1^2)^{1/2}$

基本波電流成分の実効値は $I_1 = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2} / \sqrt{2}$ で、これから基本波含有率と入力々率が求められる。

基本波含有率 $\lambda = I_1 / I_e = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2} / \sqrt{2} I_e$

入力々率 $P. F. = \lambda \cos \phi_1 = b_1 / \sqrt{2} I_e \dots\dots(7)$

まず始めに、方式Iの普通循環方式についての解析を行う。電力を大きくとれるのは、図3中の波形のように中央部導通時 $\alpha = 90^\circ - \gamma/2$ の場合で、 δ をパラメータとした $\gamma \sim P. F.$ のグラフを示す。 $\gamma = 60^\circ$ の循環が無い場合に対し、ある $R+L$ 負荷 (δ) では $30^\circ < \gamma < 60^\circ$ の所で $P. F.$ 最高を示す。即ち循環させた方が力率は幾分改善される事を示している。これを考慮して、導通角 $\gamma = 40^\circ$ の場合の点弧角 α に対する ϕ_1, λ および $P. F.$ のグラフを図4~6に示す。図3と6を見れば、既報告の無循環時のグラフ¹⁾と同じく普通循環時では、当然ながら純 L 負荷 $\delta = 90^\circ$ では $P. F. = 0$ となり、まのままでは力率改善はありえない。

つぎに、 L 負荷でも力率改善が考えられる強制循環方式(方式II)についての解析を行う。循環電流 i_f の減衰定数が循環期間 $(\pi/3 - \gamma)$ の1/3になるような抵抗 R_f を循環枝路に強制的に入れる場合を考える。図7のようにすれば、 i_f の時定数 $\tau = L/R_0 = L/(R + R_f)$, 減衰定数 $\Phi = \omega\tau = (\pi/3 - \gamma)/3$ より $R_f = 3\omega L / (\pi/3 - \gamma) - R$ となる。このため i_f の終期値は初

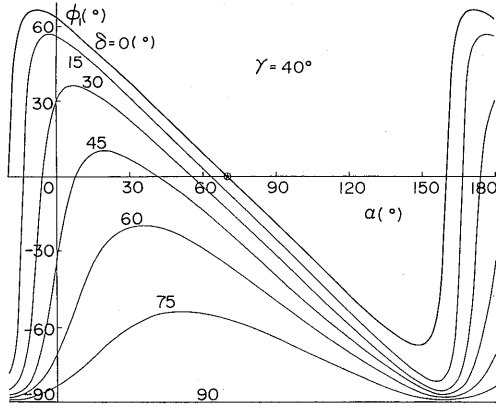


Fig. 4 Fundamental displacement angle ϕ_1 vers. turn-on angle α (case I).

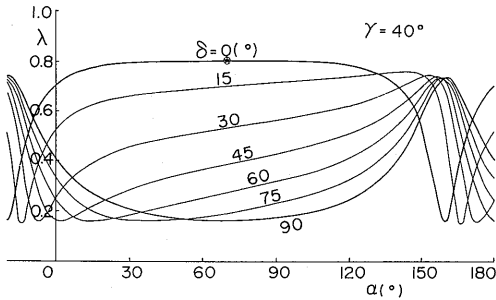


Fig. 5 Distortion factor λ vers. α (case I).

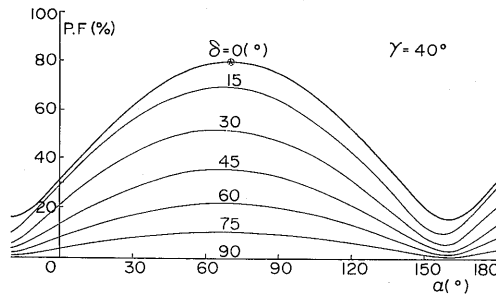


Fig. 6 Input power factor P. F vers. α (case I).

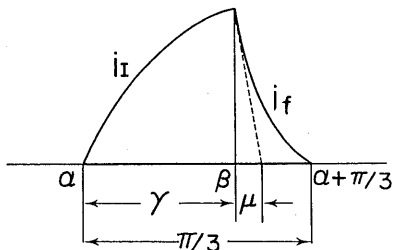


Fig. 7 Fall time constant angle μ (case II).

期値の $e^{-3} \approx 1/20$ となり、次の電流 i は近似的に零レベルから立上るとみる事ができる。

この強制循環方式で中央部導通時の図3に対応するグラフが図8である。R+L 負荷で $\gamma=60^\circ$ の P. F 値は循環期間無限小の極限值とみた場合で、実際には有りえない。 $\gamma < 60^\circ$ の強制循環 L 負荷 ($\delta=90^\circ$) 時でも力率は R 負荷 ($\delta=0^\circ$) とそう大きく違わない値を示している。前と同じく $\gamma=40^\circ$ での α に対する ϕ_1, λ およ

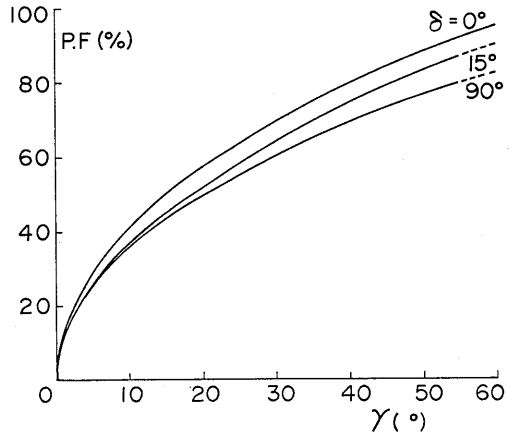


Fig. 8 Input power factor P. F vers. γ (case II).

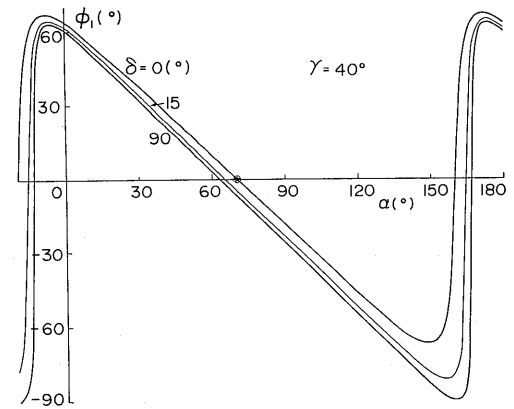


Fig. 9 Fundamental displacement angle ϕ_1 vers. α (case II).

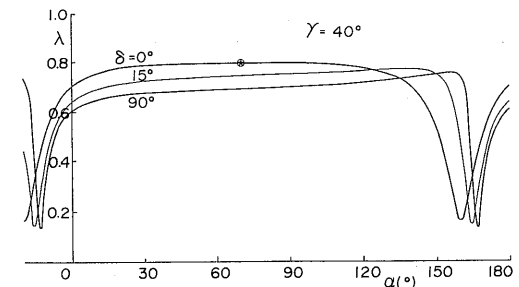


Fig. 10 Distortion factor λ vers. α (case II).

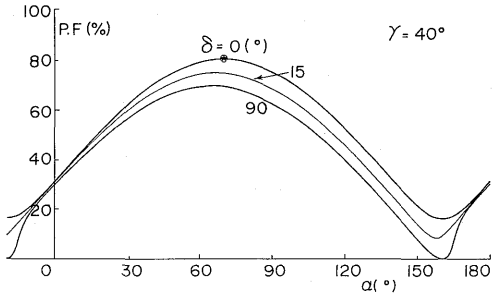


Fig. 11 Input power factor P. F. vers. α° (case II).

び P. F. のグラフを図 9~11 に示す。これは普通循環時の図 4~6 または既報告の無循環時のグラフ¹⁾ と大きく異なる。つまり L 負荷 $\delta=90^\circ$ でも R 負荷 $\delta=0^\circ$ の曲線に近似して、図 9 では $\phi_1=0^\circ$ 即ち基本波力率 $\cos \phi_1=1$ とする点を持ち、それ等は数度以内しか離れていない。これより、 γ を決め P. F. を極値にする α の最適値は、抵抗負荷 $\delta=0^\circ$ では $\partial P. F. / \partial \alpha = 0$ より $\sin(2\alpha + \gamma) = 0 \dots 2\alpha + \gamma = \pi$ または 2π 故に $\alpha_{R \max} = (\pi - \gamma)/2$ で最大、 $\alpha_{R \min} = \pi - \gamma/2$ で最小、また L 負荷 $\delta=90^\circ$ では $\partial P. F. / \partial \alpha$ の式は繁雑になるので数値計算より $\alpha_{L \max} = \alpha_{R \max} - 5^\circ$ 、 $\alpha_{L \min} \approx \alpha_{R \max}$ と視察され、一般の R+L 負荷の最適 α 点は $\alpha_{L \max} \sim \alpha_{R \max}$ の間とみてよい。

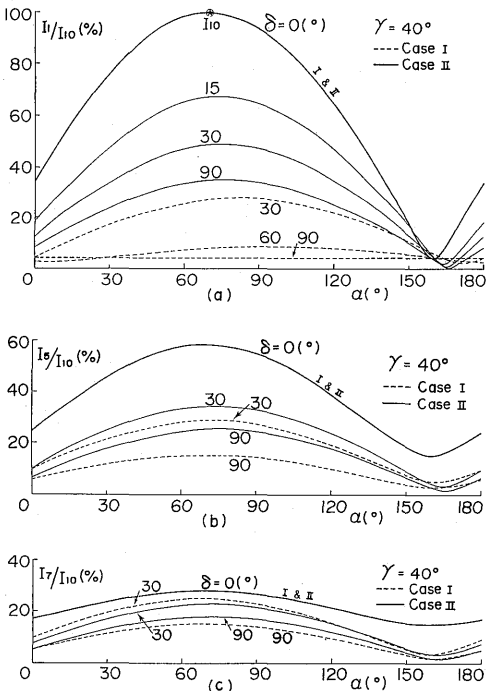


Fig. 12 Fundamental & harmonic component ratios of the input line current vers. α° (case I & II). (a) $N=1$ (b) $N=5$ (c) $N=7$

結局、負荷は純 L 負荷でも、その無効電力を循環枝路でもって吸収して有効利用すれば（ここでは抵抗 R_f で消費の簡易方法）電源に回生されず、電源よりみた力率は大きく改善される事を示している。

〈3・2〉 入力線電流の調波解析 図 2(a)と(b)

の入力線電流 i_u の波形より見て、普通循環方式の方が L 負荷になるほど波形は正負に鋭くなり、高次調波成分が多い事を示している。 i_u をフーリエ展開し 3 の奇数倍以外の奇数次項を次式に示す。

$$a_n = 2/\pi \int_a^{a+2\pi/3} i_u(\theta) \cos n(\theta - \pi/6) d\theta$$

$$= 4I_m/\pi \cdot \cos n\pi/6 \{ -1/(n-1) \cdot \sin(n-1)\gamma/2 \cdot \sin\{(n-1)(\alpha + \gamma/2) + \delta\} + 1/(n+1) \cdot \sin(n+1)\gamma/2 \cdot \sin\{(n+1)(\alpha + \gamma/2) - \delta\} + H \sin \delta_n/n \cdot [\epsilon^{-\gamma \cot \delta} \cos\{n(\alpha + \gamma) + \delta_n\} - \cos(n\alpha + \delta_n)] \} \dots\dots\dots(8)$$

$$b_n = 2/\pi \int_a^{a+2\pi/3} i_u(\theta) \sin n(\theta - \pi/6) d\theta$$

$$= 4I_m/\pi \cdot \cos n\pi/6 \{ 1/(n-1) \cdot \sin(n-1)\gamma/2 \cdot \cos\{(n-1)(\alpha + \gamma/2) + \delta\} - 1/(n+1) \cdot \sin(n+1)\gamma/2 \cdot \cos\{(n+1)(\alpha + \gamma/2) - \delta\} + H \sin \delta_n/n \cdot [\epsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin\{n(\alpha + \gamma) + \delta_n\} - \sin(n\alpha + \delta_n)] \} \dots\dots\dots(9)$$

但し、 $\delta_n = \tan^{-1}(n \tan \delta)$ 、係数 $\cos n\pi/6$ から $n=5, 7, 11, 13 \dots$ (3 の奇数以外の奇数)、H の式は 2 章に示す。

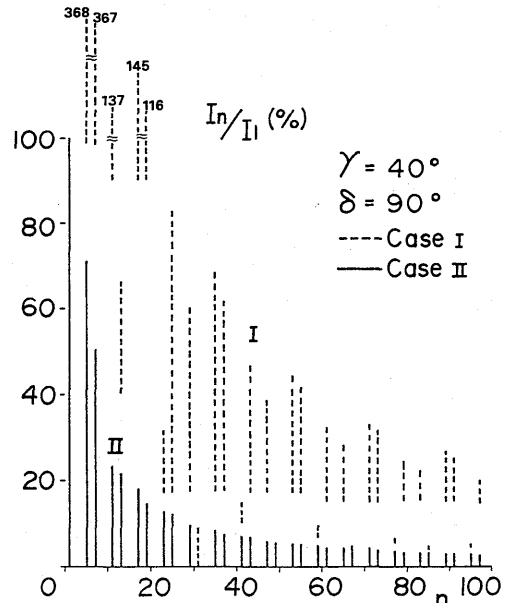


Fig. 13 Frequency spectrums of the input line currents on the L-load (case I & II).

負荷角 δ をパラメータとして点弧角 α に対する各高調波含有率を求める。ある α と δ における各高調波振幅 $\sqrt{2}I_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$ を、その導通角 γ におけるの最大基本波振幅を与える $\delta = 0^\circ$, $\alpha = (\pi - \gamma)/2$ での $\sqrt{2}I_0 = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2}$ に対する比として求める。2方式 I, II 一緒にして基本波, 第5調波, 第7調波含有率を図12(a), (b), (c)に示す。L 負荷になるほど入力線電流は鋭く断続して高次調波がふえている。とくに $\gamma = 40^\circ$, $\alpha = 70^\circ$ における L 負荷 ($\delta = 90^\circ$) の周波数スペクトルを図13に示す。R 負荷や軽 R+L 負荷では, 方式 I, II の高調波を比べても余り差はない。しかし強 R+L 負荷や L 負荷では, 普通循環方式での低次調波がかなり増えて入力率を悪化させているが, 強制循環方式では R 負荷時の高調波含有率とそう変わらず入力率に悪影響を及ぼしていない事が分る。また図14に, とくに中央部導通角 γ を変化させた場合の各次調波を示す。これらは最大電流を与える導通角 60° , 抵抗負荷 $\delta = 0^\circ$ の基本波成分を I_{1m} としその比で表わして

いる。これらより導通角 γ は 40° よりも 47° 辺りに選ぶべきかもしれない。

4. 出力電流と有効電力

各負荷角に対する出力電流の高調波解析と, 無循環方式に比べて循環方式での導通角の減少による有効電力の増減の比を調べる。

<4・1> 出力電流の調波解析 R+L 負荷時の出力電流は $i_o = i_{(u,m)} + i_f$ であり, 3倍周波数の対称波で $3f$ を基本波としてその奇数倍の高調波成分をもっている。まず, 普通循環方式 (方式 I) のフーリエ係数を次に示す。

$$a_{3n} = 6/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_i(\theta) \cos 3n\theta d\theta + 6/\pi \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+2\pi/3} i_f(\theta) \cos 3n\theta d\theta$$

$$= 6I_m/\pi \{ -1/(3n-1) \cdot \sin(3n-1)\gamma/2 \cdot \sin\{(3n-1)(\alpha+\gamma/2)+\delta\} + 1/(3n+1) \cdot \sin(3n+1)\gamma/2 \cdot \sin\{(3n+1)(\alpha+\gamma/2)-\delta\} + \sin \delta_{3n}/3n \cdot [\sin(\alpha+\gamma-\delta)\cos\{3n(\alpha+\gamma)+\delta_{3n}\} - K \cos(3n\alpha+\delta_{3n}) - M\epsilon^{-(\pi/3-\gamma)\cot \delta} \cos\{3n(\alpha+\pi/3)+\delta_{3n}\}] \} \dots\dots(10)$$

$$b_{3n} = 6/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_i(\theta) \sin 3n\theta d\theta + 6/\pi \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_f(\theta) \sin 3n\theta d\theta$$

$$= 6I_m/\pi \{ 1/(3n-1) \cdot \sin(3n-1)\gamma/2 \cdot \cos\{(3n-1)(\alpha+\gamma/2)+\delta\} - 1/(3n+1) \cdot \sin(3n+1)\gamma/2 \cdot \cos\{(3n+1)(\alpha+\gamma/2)-\delta\} + \sin \delta_{3n}/3n \cdot [\sin(\alpha+\gamma-\delta)\sin\{3n(\alpha+\gamma)+\delta_{3n}\} - K \sin(3n\alpha+\delta_{3n}) - M\epsilon^{-(\pi/3-\gamma)\cot \delta} \sin\{3n(\alpha+\pi/3)+\delta_{3n}\}] \} \dots\dots(11)$$

但し, $K \equiv K(\alpha, \gamma, \delta)$ と $M \equiv M(\alpha, \gamma, \delta)$ は 2章参照 $\delta_{3n} = \tan^{-1}(3n \tan \delta)$, $n=1, 3, 5 \dots$ なる奇数

また, 強制循環方式 (方式 II) の高調波計算のためのフーリエ係数を次式に示す。

$$a_{3n} = 6/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_i(\theta) \cos 3n\theta d\theta + 6/\pi \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_f(\theta) \cos 3n\theta d\theta$$

$$= 6I_m/\pi \{ -1/(3n-1) \cdot \sin(3n-1)\gamma/2 \cdot \sin\{(3n-1)(\alpha+\gamma/2)+\delta\} + 1/(3n+1) \cdot \sin(3n+1)\gamma/2 \cdot \sin\{(3n+1)(\alpha+\gamma/2)-\delta\} + P \sin \delta_{3n}/3n \cdot [\epsilon^{-\gamma \cot \delta} \cos\{3n(\alpha+\gamma)+\delta_{3n}\} - \cos(3n\alpha+\delta_{3n})] + G \sin \delta_{03n}/3n \cdot [\cos\{3n(\alpha+\gamma)+\delta_{03n}\} - \epsilon^{-3} \cos\{3n(\alpha+\pi/3)+\delta_{03n}\}] \} \dots\dots(12)$$

$$b_{3n} = 6/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_i(\theta) \sin 3n\theta d\theta + 6/\pi \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_f(\theta) \sin 3n\theta d\theta$$

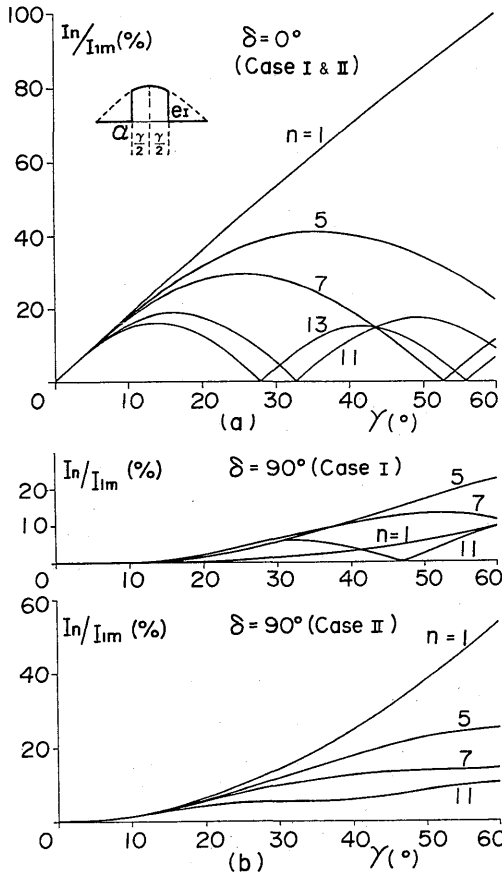


Fig. 14 Fundamental & harmonic component ratios of the input line current vers. γ° (case I & II). (a) R-load (b) L-load

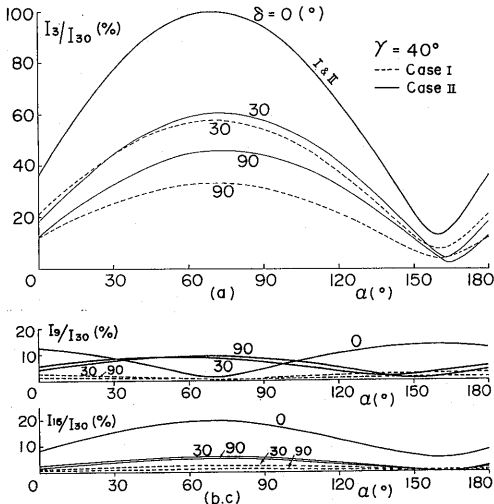


Fig. 15 Fundamental & harmonic component ratios of the output current vers. α° (case I & II). (a) $N=3$ (b, c) $N=9$ & 15

$$\begin{aligned}
 &= 6I_m/\pi \{ 1/(3n-1) \cdot \sin(3n-1)\gamma/2 \cdot \cos\{(3n-1)(\alpha+\gamma/2)+\delta\} - 1/(3n+1) \cdot \sin(3n+1)\gamma/2 \cdot \cos\{(3n+1)(\alpha+\gamma/2)-\delta\} \\
 &+ P \sin \delta_{3n}/3n \cdot [\varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin\{3n(\alpha+\gamma)+\delta_{3n}\} - \sin(3n\alpha+\delta_{3n})] + G \sin \delta_{03n}/3n \cdot [\sin\{3n(\alpha+\gamma)+\delta_{03n}\} - \varepsilon^{-3} \sin\{3n(\alpha+\pi/3)+\delta_{03n}\}] \\
 &\dots\dots\dots(13)
 \end{aligned}$$

但し、 $P \equiv P(\alpha, \delta)$ と $G \equiv G(\alpha, \gamma, \delta)$ は 2 章参照

$\delta_{3n} = \tan^{-1}(3n \tan \delta)$, $\delta_{03n} = \tan^{-1}(3n \tan \delta_0)$, $n = 1, 3, 5, \dots$ ここで $\varepsilon^{-(\pi/3-\gamma)\cot \delta_0}$ なる項がでてくるが、 i_f の減衰時定数を循環期間 $(\pi/3-\gamma)$ の $1/3$ になるように R_f を選ぶため、 $(\pi/3-\gamma)\cot \delta_0 = (\pi/3-\gamma)/\omega\tau = 3$ となり $\varepsilon^{-3} \approx 1/20$ で、 i_f の終期値を近似的に零としている。

出力電流の高調波含有率 I_{3n}/I_{30} を図15(a), (b), (c)に示す。 $\gamma=40^\circ$ では $\delta=0^\circ$, $\alpha=70^\circ$ の出力の基本波電流実効値 $(a_3^2 + b_3^2)^{1/2}/\sqrt{2}$ が最大値をとり、これを特に I_{30} としている。また図16に中央部導通の場合の導通角 γ に対する各次調波を示す。これらは無循環 $\gamma=60^\circ$ で最大値を与える抵抗負荷 $\delta=0^\circ$ の基本波成分を I_{3m} とし、その比で表わしている。 $R+L$ 負荷においていずれも強制循環方式 (方式II) が基本波成分を大きく含み有効電力を与えることが分る。

〈4・2〉 循環有無時の有効電力比 無循環時

に比べて無やみに循環を行わせても、導通角 γ が小さくなるため普通は負荷の有効電力は減少する。しかし強制循環方式では循環枝路内にて有効電力に変換し無効電力を減少させるため、負荷側での電力の有効利用

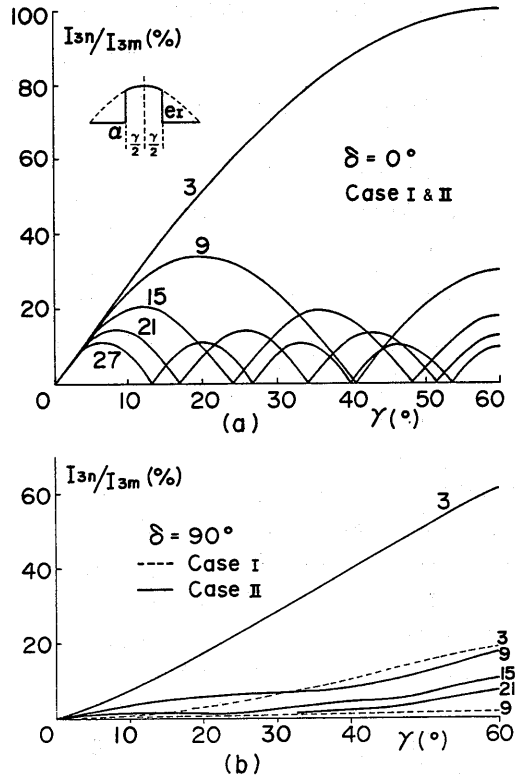


Fig. 16 Fundamental & harmonic component ratios of the output current vers. γ° (case I & II). (a) R-load (b) L-load

という見地からは誘導性負荷時でも増加を計ることができる。その比較のため、それぞれの方式での有効電力の式の計算を行う。

まず、無循環方式での有効電力 W_A は、

$$\begin{aligned}
 W_A &= 3/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+\pi/3} i^2(\theta) R d\theta \\
 &= 3RI_m^2/2\pi \{ \pi/3 - \sqrt{3}/2 \cdot \cos(2\alpha + \pi/3 - 2\delta) \\
 &+ 4H \sin \delta \cdot \{ \varepsilon^{-\pi/3 \cot \delta} \sin(\alpha + \pi/3) - \sin \alpha \} \\
 &+ H^2 \tan \delta (1 - \varepsilon^{-2\pi/3 \cot \delta}) \} \dots\dots\dots(14)
 \end{aligned}$$

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

Table 1 Active power ratios on the middle part conduction angle γ° . (non & circulating case I & II)

	W_A 無循環 $\gamma=60^\circ \alpha=60^\circ$	W_n 普通循環 20° $\gamma=40^\circ \alpha=70^\circ$	W_c 強制循環 20° $\gamma=40^\circ \alpha=70^\circ$
R 負荷 $\delta=0^\circ$	1 (1 * 82699)	0.70086 (1.28048)	0.70086 (1.28048)
R+L 負荷 $\delta=30^\circ$	1 (0.520790)	0.75416 (0.392759)	1.86398 (0.970743)
R+L 負荷 $\delta=60^\circ$	1 (0.222524)	0.75600 (0.168229)	2.74467 (0.610755)
L 負荷 $\delta=90^\circ$	(0)	(0)	(0.445714)

つぎに、普通循環方式での有効電力 W_B は、

$$W_B = 3/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_f^2(\theta) R d\theta + 3/\pi \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_f^2(\theta) R d\theta \\ = 3RI_m^2/2\pi [\gamma - \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma - 2\delta) + 4K \sin \delta \\ \cdot \{\varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin(\alpha + \gamma) - \sin \alpha\} + K^2 \tan \delta (1 - \varepsilon^{-2\gamma \cot \delta}) \\ + M^2 \tan \delta (\varepsilon^{-2\gamma \cot \delta} - \varepsilon^{-2\pi/3 - \cot \delta})] \dots\dots\dots(15)$$

但し、 $K \equiv K(\alpha, \gamma, \delta)$ と $M \equiv M(\alpha, \gamma, \delta)$ は 2 章参照
さらに、強制循環方式での有効電力 W_C は、

$$W_C = 3/\pi \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_f^2(\theta) R d\theta + 3/\pi \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_f^2(\theta) R_0 d\theta \\ = 3RI_m^2/2\pi [\gamma - \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma - 2\delta) + 4P \sin \delta \\ \cdot \{\varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin(\alpha + \gamma) - \sin \alpha\} + P^2 \tan \delta (1 - \varepsilon^{-2\gamma \cot \delta}) \\ + G^2 \tan \delta (1 - \varepsilon^{-\theta})] \dots\dots\dots(16)$$

但し、 $P \equiv P(\alpha, \delta)$ と $G \equiv G(\alpha, \gamma, \delta)$ は 2 章参照

最大電力を与える中央部導通時の各有効電力 W_A , W_B , W_C の値を $RI_m^2/2 = RI^2 = 1$ として求めたのが表 1 の () 内に、また W_A を 1 とした比を示す。強制循環方式を採用すれば、 $R+L \sim L$ 負荷においても電力を有効に利用することができ、とくに R_f として簡易な抵抗の外に、例えば蓄電池、電力蓄積装置（超伝導コイル）などを用いる事により、有効電力を増加させる事ができ、ひいては入力々率も大きく改善できる。

5. むすび

従来、半波整流回路の誘導性負荷と並列に循環ダイオードを接続した場合、次の未整流波で有効電力をより多く取り出す例があった。全波整流では循環設定の考えはなく、かえって $L \rightarrow \infty$ として出力電流の脈動を抑え平滑一定化する考えにある。

本稿では、始め半波整流や単相循環方式と同じく、負荷に並列に交流スイッチのみを置き循環期間を設定して普通循環方式 3 f 電源回路の入力々率などの解析を行った。しかし無循環方式の場合と同じく、 L 負荷

になるほど入力々率は零に向って低下することが分った。これに対し、従来の無効電力を負荷側で有効電力へと変換させるために、最も簡単な例として循環枝路の交流スイッチと直列に抵抗 R_f を加え、無効電力を電源に回生させない、いわゆる強制循環方式が考えられる。 L 負荷では、(14), (15) 式は零、(16) 式の最後の項 $3RI_m^2/2\pi \cdot G^2 \tan \delta (1 - \varepsilon^{-\theta}) \approx 3XI_m^2 G^2/2\pi$ のみ残る。これより $R \rightarrow 0$ の極限では、無効電流の 2 乗とリアクタンスとの積は有効電力を示しているとも考えられる。

故に、強制循環型交流チョップを用いて、 $R+L \sim L$ 負荷でも入力々率の改善を計る事が可能となる。

解析後に、回路設計を行い実験をマイコンゲート制御の GTO 型 3 f 電源回路で、さらに電力フィルタによる波形および力率の改善の実験を行う予定であったが間に合わず、後報にのぼしたい。

終りに、日頃御指導を賜る九大工学部原田教授に感謝の意を表します。

参考文献

- 1) 東, 中島: “静止小型化 3 倍周波数電源回路とその力率解析 電学論 B103, 531 (昭58-8)
- 2) W. Shepherd & Zand: “Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits” Cambridge University Press (1979)
- 3) E. EL-Bidweihy et al: “Power Factor of AC Controllers for Inductive Loads” IEEE Trans. IEC-27, 210 (1980)
- 4) 中西, 姫井: “強制転流形交流スイッチによる誘導性負荷の位相制御” 半導体電力変換研資 SPC-81-32 (昭56-5)
- 5) 飯田, 宮入: “単相交流電力調整回路における PWM 制御の効果の検討” 電学論 B103, 7 (昭58-1)