

# 短形波電源における電力用フィルタによる力率及び効率の改善

東 克彦\*・伊藤 桂一\*  
高橋 賢一郎\*

## Some improvements in the power factor and power efficiency of the rectangular wave using power filter

by

Kathuhiko HIGASHI, Keiichi ITO, and Ken-ichiro TAKAHASHI

Today induction heating is on the road to High frequency and High power. In this paper we made our plan for High power L-C filter, then analyzed power factor and power efficiency. This study used voltage rectangular wave inverter circuit to the input power source for the purpose of making regular wave.

If the filter is Butterworth, Chebyshev filter and so forth of R-L load, it is a power efficiency method that get rid of High frequency component. But this filter can't improve the power efficiency.

Accordingly this study think two type filters. For one thing is (i) Improved Butterworth-Chebyshev filter, another is (ii) Improved constant K type filter. We improved those power factor and power efficiency, then became graphic and examined them.

### 1. まえがき

静止形電力周波数変換回路(3f)または整流回路などの電源における電源力率と負荷効率を周調非同調形電力フィルタを用いて改善することに関する研究である。

近年、各種交流電源における電源力率・効率に関する研究が盛んになり、電源の質としての点が問題にされるようになってきている。装置としては、PWM制御や、多重化による高調波低減に関する研究や力率の改善が考えられているが、このことは簡易な方法として大電流も流しうる電力用受動フィルタによっても可能と思われる、それについての研究をここで行う。

入力電源に電圧形矩形波インバータ回路を用い、すべての奇数高調波成分を持つ矩形波電源を入力とする。Fig. 1に示した矩形波に対して、基本波成分は同図中

の正弦波となり、残りが高調波成分となる。ここで、誘導性負荷(R-L負荷)と電源間にフィルタとして、ローパスフィルタを用いると波形改善には効果を示す

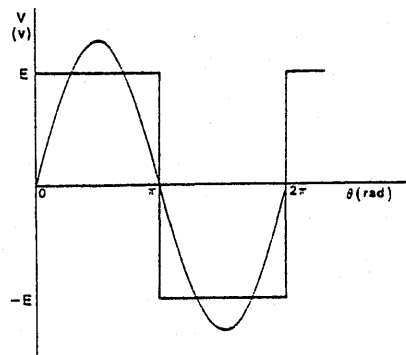


Fig. 1 Rectangular wave and fundamental wave

平成元年4月28日受理

\* Department of Electrical Engineering and Computer Science

が、効率の向上は期待できない。一般にローパスフィルタでは、負荷電流の振幅に対して数十倍の大きさのフィルタ電流が流れる。これにより、フィルタのインダクタ  $L$  の微小抵抗  $r$  での電力損失が増大し電力効率の低下につながる。ここではこれらの問題に対して、

(i) 改良型バタワース・チェビシェフフィルタ (Fig. 2) として、電源とバタワース・チェビシェフフィルタとの間に新たにコンデンサ  $C_f$  を挿入し、フィルタ電流と負荷電流の振幅差を小さくすることで効率改善を図る。かつ力率の改善を目的とする。

(ii) 改良型定 K 形整合フィルタ (Fig. 3) として、映像インピーダンス  $Z_{01} = Z_f, Z_{02} = Z_0$  である無損失二端子回路を考える。整合回路として  $Z_1 \cdot Z_2 = R^2$  ( $R$  は公称インピーダンス) なる関係を持つ定 K 形フィルタを用い、力率効率の改善を目的とする。

これら2つの改良型フィルタを考えそれぞれ力率・効率の解析を行いグラフ化として検討を行う。

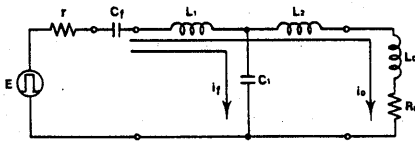


Fig. 2 Improved Butterworth-Chebyshev filter circuit

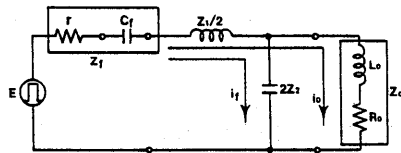


Fig. 3 Improved constant K type filter circuit

## 2. 入力率及び効率解析

入力電流のフーリエ各係数  $a_n, b_n$  は、それぞれ負荷電流とフィルタ電流の  $a_{no}, b_{no}, a_{nf}, b_{nf}$  の和として表わされる。基本波成分について、

$$a_1 = a_{1o} + a_{1f}, \quad b_1 = b_{1o} + b_{1f} \quad (2. 1)$$

となる。これより基本波力率  $FPF$  は

$$FPF = \frac{b_1}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}} = \cos \phi_1, \quad \phi_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1} \quad (2. 2)$$

ここで、入力電流の実効値  $I_e$  は、負荷電流とフィルタ電流の実効値で表わすと、

$$I_e^2 = I_{e0}^2 + I_{ef}^2 + 2I_{e0f}$$

$$I_{e0f} = \sqrt{\int [i_o(\theta) \cdot i_f(\theta)] d\theta} \quad (2. 3)$$

入力率  $PF$  は電源電圧が矩形波で奇数波のみが存在するので、

$$\begin{aligned} PF &= \text{有効電力} / \text{皮相電力} \\ &= (I_1 \cdot V_1 \cdot \cos \phi_1 + I_3 \cdot V_3 \cdot \cos \phi_3 + I_5 \cdot V_5 \cdot \cos \phi_5 + \dots) / (I_e \cdot E) \\ &= \frac{4E}{\pi} \left( \frac{b_1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{b_3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 3} + \frac{b_5}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 5} + \dots \right) / (I_e \cdot E) \\ &= \frac{2}{\pi I_e} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{b_n}{n} \end{aligned} \quad (2. 4)$$

となる。効率  $\eta$  は、

$$\eta = \frac{R_0 I_{e0}^2}{r I_e^2 + R_0 I_{e0}^2} \quad (2. 5)$$

で与えられる。なお抵抗  $r$  は、電源の内部抵抗と、コイルの巻線抵抗の総和で微小である。

ここで、各電流解  $i_o, i_f$ 、フーリエ係数は Fig. 2, 3 の場合とも、係数のみが異なるので、Fig. 2 のフィルタ電流  $i_f$  のみについて示す。フィルタ電流の電流解  $i_f$  は  $\omega L_1 \frac{di_f}{d\theta} + r i_f + \frac{1}{\omega C} \int i_f d\theta = E$  (ただし、 $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ ) の式を繰り返し初期条件と、コンデンサの定常残留電荷条件を用いて解くことにより得られ、

$$i_f(\theta) = 2\sqrt{\frac{C}{L_1}} E \varepsilon^{-m\theta} (K_1 \sin k\theta + K_2 \cos k\theta) \quad (2. 6)$$

ただし、

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{1 + \varepsilon^{-m\pi} \cos h\pi}{\sin \gamma (1 + \varepsilon^{-2m\pi} + 2\varepsilon^{-m\pi} \cos k\pi)} \\ K_2 &= \frac{-\varepsilon^{-m\pi} \sin h\pi}{\sin \gamma (1 + \varepsilon^{-2m\pi} + 2\varepsilon^{-m\pi} \cos k\pi)} \\ m &= \frac{r}{2\omega L_1}, \quad h = \sqrt{4\frac{L_1}{C} - r^2} / (2\omega L_1), \\ \gamma &= \tan^{-1} \left( \frac{k}{m} \right) \end{aligned}$$

となる。次に基本波フーリエ係数は、

$$\begin{aligned} a_{1f} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_f(\theta) \cos \theta d\theta \\ &= \frac{2E}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L_1}} \left[ \frac{K_1 \sin \nu}{k+1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \nu) + \sin \nu \} \right. \\ &\quad \left. + \frac{K_2 \sin \psi}{k-1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \psi) + \sin \psi \} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{K_2 \sin \nu}{k+1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \nu) + \sin \nu \} \\
& + \frac{K_2 \sin \psi}{k-1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \psi) + \sin \psi \} \} \\
& \quad (2.7)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{1f} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_f(\theta) \sin \theta d\theta \\
&= \frac{2E}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L_1}} \left[ -\frac{K_1 \sin \nu}{k+1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \nu) \right. \\
&\quad + \cos \nu \} \\
&\quad + \frac{K_1 \sin \psi}{k-1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \psi) + \cos \psi \} \\
&\quad + \frac{K_2 \sin \nu}{k+1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \nu) + \sin \nu \} \\
&\quad \left. + \frac{K_2 \sin \psi}{k-1} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \psi) + \sin \psi \} \right] \\
& \quad (2.8)
\end{aligned}$$

ただし、 $\nu = \tan^{-1}\left(\frac{k+1}{m}\right)$ 、 $\psi = \tan^{-1}\left(\frac{k-1}{m}\right)$

さらに、第  $n$  高調波フーリエ級数は、

$$\begin{aligned}
a_{nf} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_f(\theta) \cos \theta d\theta \\
&= \frac{2E}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L_1}} \left[ \frac{K_1 \sin \lambda}{k+n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \lambda) \right. \\
&\quad + \sin \lambda \} \\
&\quad + \frac{K_1 \sin \mu}{k-n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \mu) + \cos \mu \} \\
&\quad + \frac{K_2 \sin \lambda}{k+n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \lambda) + \cos \lambda \} \\
&\quad \left. + \frac{K_2 \sin \mu}{k-n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \mu) + \sin \mu \} \right] \\
& \quad (2.9)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{nf} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_f(\theta) \sin n\theta d\theta \\
&= \frac{2E}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L_1}} \left[ -\frac{K_1 \sin \lambda}{k+n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \lambda) \right. \\
&\quad + \cos \lambda \} \\
&\quad + \frac{K_1 \sin \mu}{k-n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \cos(k\pi + \mu) + \cos \mu \} \\
&\quad + \frac{K_2 \sin \lambda}{k+n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \lambda) + \sin \lambda \} \\
&\quad \left. + \frac{K_2 \sin \mu}{k-n} \{ \varepsilon^{-m\pi} \sin(k\pi + \mu) + \sin \mu \} \right] \\
& \quad (2.10)
\end{aligned}$$

ただし、 $\lambda = \tan^{-1}\left(\frac{k+n}{m}\right)$ 、 $\mu = \tan^{-1}\left(\frac{k-n}{m}\right)$

となる。また、フィルタ電流の実効値  $I_{ef}$  は、

$$I_{ef}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \{i_f(\theta)\}^2 d\theta$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{CE^2}{\pi L_1} \left\{ \frac{K_1^2 K_2^2}{m} (1 - \varepsilon^{-2m\pi}) \right. \\
&\quad + \frac{K_2^2 - K_1^2}{k} \sin \gamma \{ \cos \gamma - \cos(2k\pi + \gamma) \} \\
&\quad + \frac{2K_1 K_2}{k} \sin \gamma \{ \sin \gamma - \varepsilon^{-2m\pi} \sin(2k\pi + \gamma) \} \} \\
& \quad (2.11)
\end{aligned}$$

で与えられる。

### 3. 回路解析

#### 3.1 改良型パワース・チェビシェフフィルタ

入力矩形波電源の周波数を  $f = 1000$  [Hz]、微小抵抗  $r = 0.5$  [ $\Omega$ ]、負荷インピーダンス  $Z_0 = \sqrt{R_0^2 + (\omega L_0)^2} = 10$  [ $\Omega$ ]、を考えたとき、遮断周波数  $f_c = 1250$  [Hz]、における原形パワース・チェビシェフフィルタの各素子値は、Table 1 で与えられる。Fig. 2 の回路において、これらの素子値を用い、PF を最大にする  $C_f$  を数値解析することにより選定すると、各負荷角  $\delta_n$  に対して、Table 2, Table 3 を得る。さらに、

Table 1 Elements of Butterworth-Chebyshev filter

	$L_1$ (mH)	$L_2$ (mH)	$C_1$ ( $\mu$ F)
パワースフィルタ	0.0637	1.2732	267.38
チェビシェフフィルタ	0.1016	2.0325	146.62

Table 2 PFmax (Improved Butterworth filter)

負荷角 $\delta_n$ ( $^\circ$ )	$C_f$ ( $\mu$ F)	PF (%)
0	21.4	38.7
10	16.5	39.1
20	12.1	41.2
30	11.5	44.3
40	11.0	48.0
50	10.4	52.7
60	9.8	58.9
70	9.2	68.2
80	8.8	81.7
90	8.7	89.7

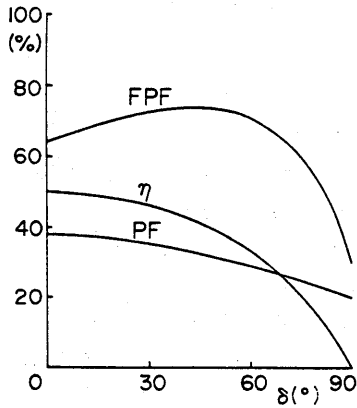
Table 3 PFmax (Improved Chebyshev filter)

負荷角 $\delta_n$ ( $^\circ$ )	$C_f$ ( $\mu$ F)	PF (%)
0	14.6	40.4
10	8.5	39.4
20	8.1	43.2
30	7.9	47.8
40	7.7	53.4
50	7.5	60.2
60	7.3	68.4
70	7.1	77.7
80	6.9	86.4
90	6.8	90.4

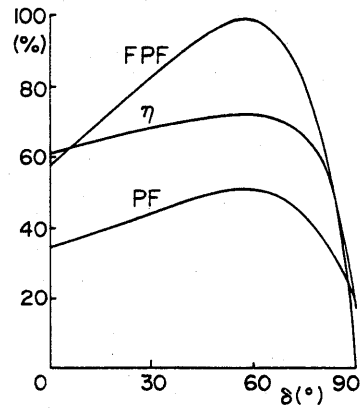
それぞれの改良形フィルタの負荷角  $\delta_n = 0, 30, 60, 90 [^\circ]$  の  $PF$  を最大とする  $C_r$  を用いたときの力率, 効率を解析, グラフ化すると, Fig. 4 (a)~(d), Fig. 5(a)~(d) が得られる. 各改良形フィルタ共,  $\delta_n = 30, 60 [^\circ]$  のとき,  $PF$  を最大にする  $C_r$  を選定したときは, 効率

$\eta$  がほぼ全域にわたって, 70~80%と良好な値をとり, 入力々率はピーク値で100%を取り得る.

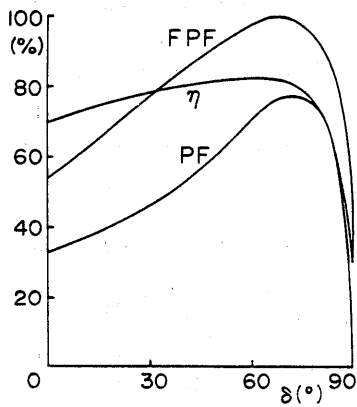
又, Fig. 4 (c), Fig. 5 (c)において,  $FPF$  がピーク値をとるとき, それぞれの  $PF$  は, 65, 75%と良好な値をとる. しかしながら, Fig. 4 (c), Fig. 5 (c)にお



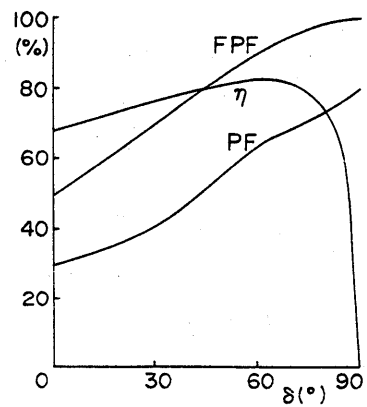
(a)  $C_r = 21.4 [\mu F]$



(b)  $C_r = 11.5 [\mu F]$

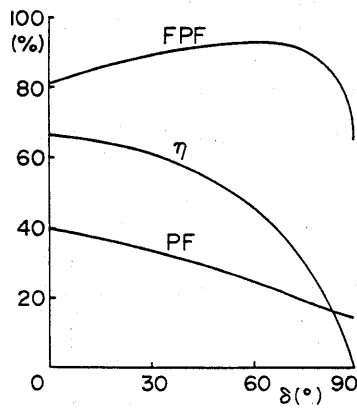


(c)  $C_r = 9.8 [\mu F]$

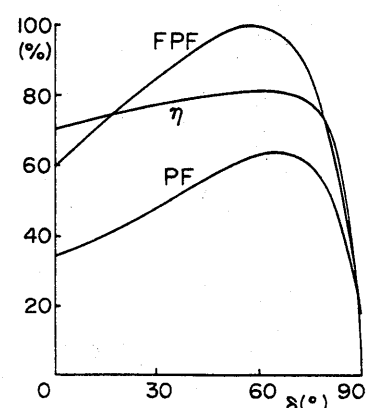


(d)  $C_r = 8.7 [\mu F]$

Fig. 4 Fundamental power factor FPF, Power factor PF, efficiency  $\eta$  vers. Load angle  $\delta$  on the improved Butter worth filter



(a)  $C_r = 14.6 [\mu F]$



(b)  $C_r = 7.9 [\mu F]$

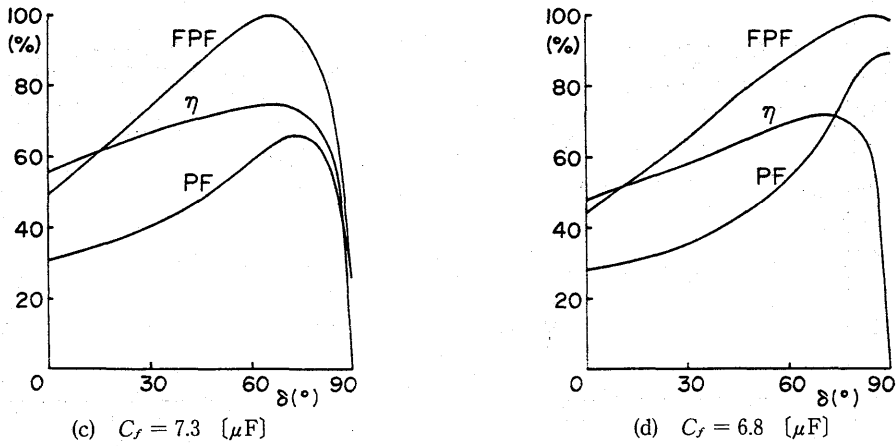


Fig. 5 FPF, PF &  $\eta$  vers. Load angle  $\delta$  on the improved Chebyshev filter

る  $\delta_n = 90^\circ$  のとき,  $FPF$  はそれぞれ 26, 32%,  $PF$  は 26, 30% となる. このように  $FPF$  がピーク値を大きく離れると欲する特性が得られなくなる.

なお, 原形フィルタの遮断周波数を  $f_c = 1500, 1750$  [Hz] と変えてみたが, その特性に大きな差異は認められなかった.

### 3. 2 改良型定 K 型整合フィルタ

Fig. 3 において, 映像インピーダンス  $Z_{01} = Z_f, Z_{02} = Z_0$  である無損失二端子回路を考える. ここでは整合回路として定 K 形フィルタを用いる. 定 K 形フィルタは, Fig. 3 に示されるリアクタンス回路のインピーダンス  $Z_1 \cdot Z_2$  の間に次の関係がある.

$$Z_1 \cdot Z_2 = R^2 \quad (3. 1)$$

抵抗  $R$  は公称インピーダンスといわれる. また,  $\frac{Z_1}{2} = j\omega L_1, 2Z_2 = \frac{1}{j\omega C_1}$  であることより,

$$\begin{aligned} Z_{1f} &= \frac{Z_1}{2} + 2Z_2 = j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right), \\ Z_{1s} &= \frac{Z_1}{2} = j\omega L_1 \\ Z_{2f} &= 2Z_2 = \frac{1}{j\omega C_1}, \\ Z_{2s} &= \frac{2Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + 4Z_2} = \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \end{aligned} \quad (3. 2)$$

が得られ, これより,

$$\begin{aligned} Z_{01} &= \sqrt{Z_{1f} \cdot Z_{1s}} = \sqrt{\omega L_1 \left(\frac{1}{\omega C_1} - \omega L_1\right)} \\ &= \sqrt{r^2 + \left(\frac{1}{\omega C_f}\right)^2} \end{aligned} \quad (3. 3)$$

$$Z_{02} = \sqrt{Z_{2f} \cdot Z_{2s}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2(1 - \omega^2 L_1 C_1)}} = Z_0 \quad (3. 4)$$

となり, 式(3. 3), (3. 4)より  $L_1, C_1$  を求めると,

$$\begin{aligned} L_1 &= \sqrt{-\left(r^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}\right) + Z_0 \sqrt{r^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}}} / \omega \\ C_1 &= \sqrt{-\left(r^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}\right) + Z_0 \sqrt{r^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}}} / \left(\omega Z_0 \sqrt{r^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}}\right) \end{aligned}$$

となる. ここで, この回路が実現可能であるためには,

$$Z_0 > \sqrt{r^2 + \frac{1}{\omega^2 C_f^2}} \quad (3. 5)$$

でなければならない. 又, 出力電流の解  $i_o(\theta)$  が Underdamping mode であるためには

$$4 \frac{L_1}{C_f} - (Z_0 + r)^2 > 0 \quad (3. 6)$$

なる条件を満たさなければならない. ここで, 入力矩形波電源の周波数を  $f = 1000$  [Hz], 抵抗  $r = 0.5$  [ $\Omega$ ], 負荷インピーダンス  $Z_0 = \sqrt{R_0^2 + (\omega L_0)^2} = 10$  [ $\Omega$ ] を考えると, 式(3. 5), (3. 6)より  $C_f$  の範囲が

$$17.8 < C_f < 28.7 \quad [\mu F] \quad (3. 7)$$

と定められる. そこで,  $C_f = 18.0, 28.6$  [ $\mu F$ ] としたときの各素子値を Table 4 に, 各特性を Fig. 6 に示した. Fig. 6 (a), (b) を比較してわかるように,  $C_f = 28.6$  [ $\mu F$ ] としたときの方が全域にわたって各特性は

Table 4 Element of improved constant K type filter

$C_f$ ( $\mu F$ )	$L_1$ (mH)	$C_1$ ( $\mu F$ )
18.0	0.5066	5.72
28.6	0.7903	14.14

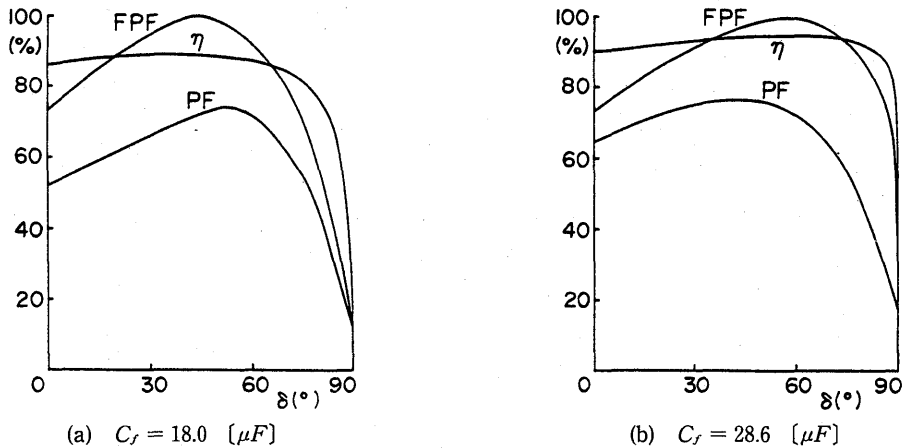


Fig. 6 FPF, PF &  $\eta$  vers. Load angle  $\delta$  on the improved constant K type filter

良好である。Fig. 6 (b)において、 $FPF$  はピーク値で100%を取り、 $PF$  は最大77%、 $\eta$  はほぼ全域にわたり、80%程度の値をとる。又、負荷インピーダンス  $Z_0$ 、抵抗  $r$  を変えたときにも、式(3.5)、(3.6)より得られる  $C_f$  の値が大きいく程その特性が良い。

#### 4. むすび

以上、改良型バタワース・チェビシェフフィルタと改良型定K形整合フィルタについて、述べてきたが双方とも、効率改善という観点では原形のそれが数%であったものが大きく改善されたといえよう。又、力率改善という観点では、改良型バタワース・チェビシェフフィルタにおいては要求されるフィルタ特性をFig. 5, 6によって選び出せるであろう。改良型定K形整合フィルタについても  $C_f$  の選定によって同様になされる。しかしながら、 $PF$  はそのピーク値を離れた場

合、原形より悪い特性を示す。これは効率改善のため挿入された  $C_f$  によって位相ずれが生じることによるものであり、受動形フィルタの一長一短な面である。これらの設計法は  $C_f$  によって要求されるフィルタ特性を決定できるため、フィルタ設計にあたっての利便性は高いと思われる。

今後は基本波含有率（ひずみ率）を考慮した力率・効率改善のためのフィルタの解析を行う。また、 $PWM$  による高調波抑制や、GTOを用いた能動形フィルタ等の新たな分理の研究を行う予定にしている。

#### 参考文献

- 1) 東, 的場, 高橋 “非同調フィルタによる3f電源回路の力率および効率の改善” 長大工研報17-29, 128 (昭和62-7)
- 2) 高橋進一 “定常回路解析” 電気学会