

非同調フィルタによる 3 f 電源回路の 力率および効率の改善

東 克彦** 的 場 一 之*
高 橋 賢一郎**

Some improvements in the input power factor
and power efficiency of the power frequency tripler
using the tuning-out LCr filter.

by

Kathuhiko HIGASHI, Kazuyuki MATOBA, Ken-ichiro TAKAHASHI
(Department of Electrical & Electronic Engineering)

Using the LCr-type power filter, we carried out some improvements in the input power factor P.F and power efficiency η_s of the power frequency tripler.

Solving the close expression of load current and filter current, we get the solution of Fourier coefficients and effective value of currents. Then the analyzing of P.F and η_s is possible.

In this paper, for following three ways, we examined P.F and η_s with graph. The method (1) is tuning type parallel-branch LCr filter in general, (2) is tuning type series-parallel-branch LCr filter for avoiding the large current loss of filter when its tuned, and (3) is tuning-out type LCr filter that the simple way avoiding the large current loss.

As for (1) and (2), we got the similar solutions. As for (3), we found that both P.F and η_s is improving. And the initial purpose was achieved.

1. まえがき

3 f 電源回路の入力々率や効率⁽¹⁾の改善のために、前回 RC フィルタによる改善についての解析を行った⁽²⁾。RC フィルタでは R の電力損が大きく、今回は r によるフィルタ損の小さいと思われる LCr フィルタを RL 負荷と並列または直列にした場合につき解析検討を行う。

この 3 f 電源回路の負荷電流、各フィルタ電流の式解は勿論のこと、それらのフーリエ各係数および各実効値の厳密解が求められ、当然、入力々率や電力効率などが数式的に解析可能である。

本稿では、まず(1)一般に負荷と並列接続される枝型

同調 LCr フィルタを用いた場合、つぎに(2)フィルタ同調時の大電流による電力損や力率低下を避けるため直並列型の同調 LCr フィルタを用いた場合、さらに(3)同調大電流を避ける簡単な方法として、非同調フィルタにした場合について、それぞれ力率、効率の解析を行いグラフ化して検討を行う。フィルタは本来数個用いられるが、解析の繁雑さのためここでは1個に留めた。今後数個の並列フィルタを用いる場合についても解析を行う予定であるが、それには高次代数方程式を解く必要がある。

昭和62年4月30日受理

*電気工学科

**電子工学科

2. 3f電源回路の構成と動作解析

主回路は Fig. 1 で、半導体スイッチ素子により3相60Hzより単相180Hzの3f電源を作る。入力電流波形は Fig. 2 の i_u 波形のように $\pi/3$ 区間の波形が2回つづけて流れるため、基本波(60Hz)の3の奇数倍(3, 9, 15...)の高調波は零になり、第5, 7, 11, 13...のフーリエ調波のみしか存在しない。ここで問題はフィルタであり、まえがきの(1)に対しての Fig. 3(a)は $n=5$ の最大調波に同調の $L_n C_n r_n$ フィルタを設置する。(2)の Fig. 3(b)では直列の $L_0 C_0$ は基本波同調で負荷電流の基本波成分のみには影響せず、他の調波には高インピダンスにと設定する。並列 $L_n C_n r_n$ は第5調波に同調させて、 L_0 と L_n の比を設定パラメータとする。また(3)に対応する回路とフィルタ等は Fig. 3(a)と同様で、ただ $n \neq 5$ とフーリエ整数調波と異なるように、フィルタを非同調に設定した場合であり、ここでは $n=3.25 \sim 6$ としている。

また負荷電流とフィルタ電流の大きさの比、つまり基本波負荷インピダンスとフィルタインピダンスの各々の逆数の比によっても入力力率は変化するので、その比も解析に考慮している。

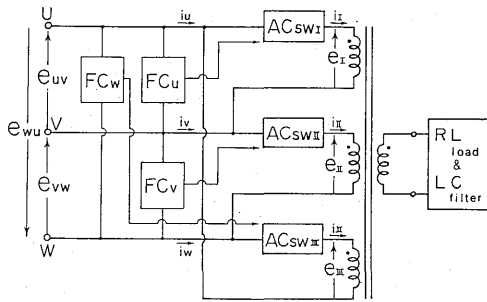


Fig. 1 Main circuit of the 3f changer.

3. 入力力率および効率解析

入力線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 $a_{nL} b_{nL}, a_{nN} b_{nN}$ の和として表わされる。基本波成分について、

$$a_1 = a_{1L} + a_{1N}, \quad b_1 = b_{1L} + b_{1N} \quad (1)$$

また入力線電流の実効値 I_e は負荷とフィルタのそれを I_{eL} と I_{eN} で示せば、

$$I_e^2 = (I_{eL} + I_{eN})^2 = I_{eL}^2 + I_{eN}^2 + 2I_{eL}I_{eN} \quad (2)$$

これ等より、入力力率 P.F と電力単純効率 η_s は

$$P.F = (I_1/I_e) \cdot \cos \phi_1 = b_1/\sqrt{2}I_e \quad (3)$$

$$\eta_s = RI_{eL}^2 / (RI_{eL}^2 + r_n I_{eN}^2) \quad (4)$$

$\cos \phi_1$ は基本波力率で、図中 Fun P.F と示している。

フィルタの抵抗分 r_n はコイルやトランスの巻線抵抗と電源の内部抵抗の総和で小さく、フィルタ電流は under damping mode と考えて、 $n=5$ では $\delta_n > 5.71^\circ$, $n=7$ では $\delta_n > 4.08^\circ$ 以上に設定すればよい。

これら微少な巻線抵抗分や内部抵抗は負荷 R やフィルタ抵抗 r_n に含めている。そのため電力効率も略値で、ここでは「単純効率 η_s 」と名付けている。

< 3. 1 > 同調型並列フィルタの場合

Fig. 3(a)のインピダンス図を参考にして、負荷電流

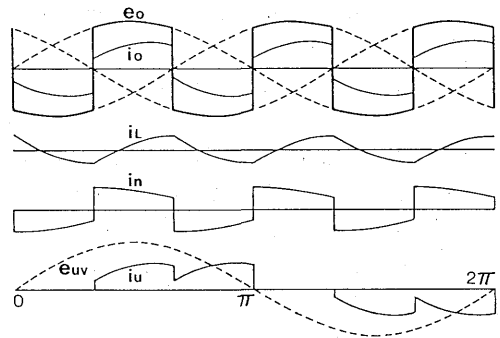
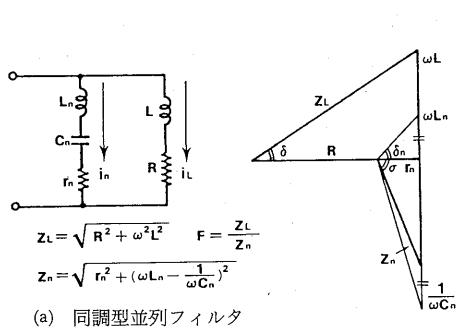
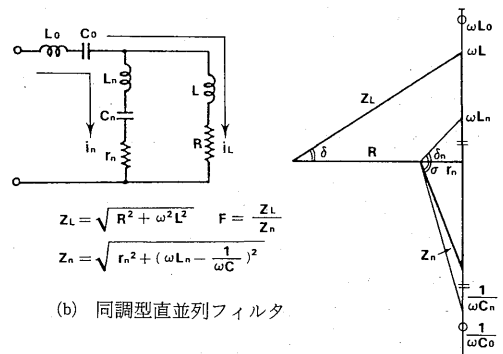


Fig. 2 Operating waveforms of the main circuit.



(a) 同調型並列フィルタ



(b) 同調型直並列フィルタ

(a) Tuning type parallel filter.

(b) Tuning type series & parallel filter.

Fig. 3 Filter and impedance vector of the $L_n C_n r_n$ filter.

の式は、 $\omega L di_L/d\theta + Ri_L = E_m \sin\theta$ を解いて、

$$i_L(\theta) = I_{mL}(\sin(\theta - \delta) - A_0 \varepsilon^{-\delta(\theta - \pi/3)}) \quad (5)$$

ただし、基本負荷角 $\delta = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$ 、 $\delta = \cot \delta$

$$A_0 = \sqrt{3} \cos \delta / (1 + \varepsilon^{-\delta\pi/3})$$

フィルタ電流は $\omega L_n di_n/d\theta + Ri_n + \int i_n d\theta / \omega C_n = E_m \sin\theta$ 、繰返し初期終期値条件とコンデンサの定常残留電荷条件を解いて求められる。

$$i_n(\theta) = I_{mn}(\sin(\theta + \sigma) + \varepsilon^{-m(\theta - \pi/3)}(K_1 \sin k\theta + K_2 \cos k\theta)) \quad (6)$$

ただし、 $\delta_n = \tan \omega L_n / r_n$ 、 $m = \cot \delta_n / 2$ 、 $k = \sqrt{n^2 - m^2}$

$$\sigma = \tan^{-1}(1/\omega C_n - \omega L_n) / r_n = \tan^{-1}\{(n^2 - 1)\tan \delta_n\}$$

$$\gamma = \tan^{-1} k / m$$

$$K_1 = \sqrt{3}\{n \cdot \sin \sigma (\cos k\pi/3 + \varepsilon^{-m\pi/3} \cos 2k\pi/3) + \cos \sigma (\cos(k\pi/3 + \gamma) + \varepsilon^{-m\pi/3} \cos(2k\pi/3 + \gamma))\} / \sin \gamma (1 + 2\varepsilon^{-m\pi/3} \cos k\pi/3 + \varepsilon^{-2m\pi/3})$$

$$K_2 = -\sqrt{3}\{n \cdot \sin \sigma (\sin k\pi/3 + \varepsilon^{-m\pi/3} \sin 2k\pi/3) + \cos \sigma (\sin(k\pi/3 + \gamma) + \varepsilon^{-m\pi/3} \sin(2k\pi/3 + \gamma))\} / \sin \gamma (1 + 2\varepsilon^{-m\pi/3} \cos k\pi/3 + \varepsilon^{-2m\pi/3})$$

1 個のフィルタでは、入力総電流 $i(\theta) = i_L(\theta) + i_n(\theta)$ で、基本波フーリエ係数は次式より求める。全式を書くと繁雑になるので、求め方のみを示す。

$$a_{1L} = 2/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L(\theta) \cos(\theta - \pi/6) d\theta + 2/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} i_L(\theta - \pi/3) \cos(\theta - \pi/6) d\theta \equiv (\sqrt{3}I_{mL}/\pi) a_L$$

$$b_{1L} = 2/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L(\theta) \sin(\theta - \pi/6) d\theta + 2/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} i_L(\theta - \pi/3) \sin(\theta - \pi/6) d\theta \equiv (\sqrt{3}I_{mL}/\pi) b_L$$

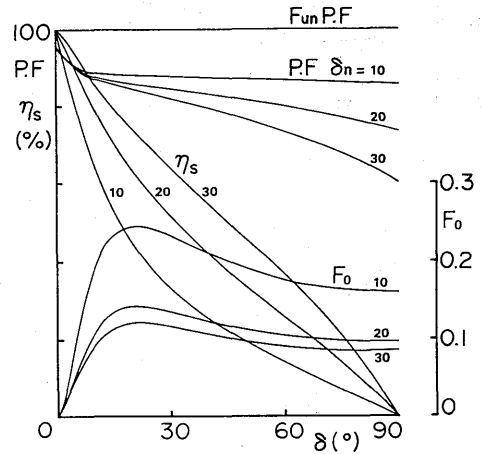
$$a_{1n} = 2/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_n(\theta) \cos(\theta - \pi/6) d\theta + 2/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} i_n(\theta - \pi/3) \cos(\theta - \pi/6) d\theta \equiv (\sqrt{3}I_{mn}/\pi) a_n$$

$$b_{1n} = 2/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_n(\theta) \sin(\theta - \pi/6) d\theta + 2/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} i_n(\theta - \pi/3) \sin(\theta - \pi/6) d\theta \equiv (\sqrt{3}I_{mn}/\pi) b_n$$

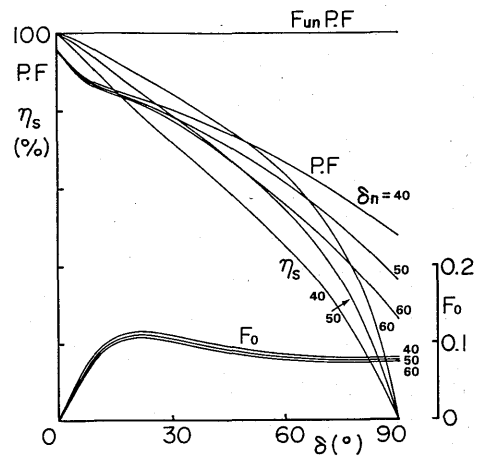
また各実効電流は

$$I_{eL}^2 = 1/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L^2(\theta) d\theta + 1/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} i_L^2(\theta - \pi/3) d\theta \equiv (I_{mL}^2/\pi) I_L$$

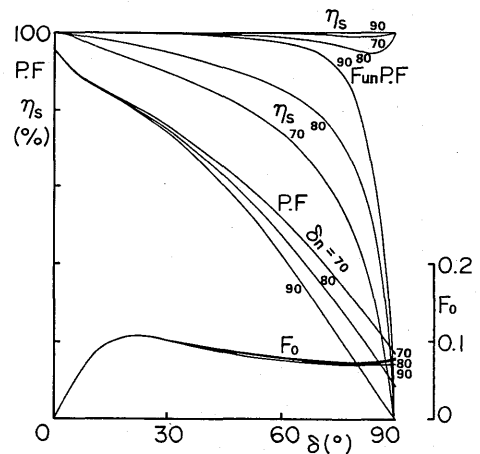
$$I_{en}^2 = 1/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_n^2(\theta) d\theta + 1/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} i_n^2(\theta - \pi/3) d\theta \equiv (I_{mn}^2/\pi) I_n$$



(a) $\delta_n = 10^\circ, 20^\circ \text{ \& } 30^\circ$

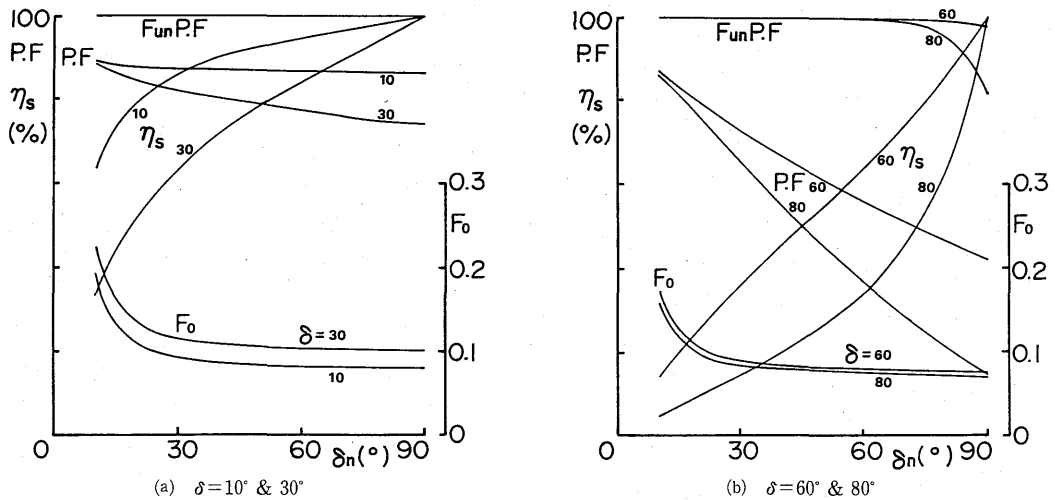


(b) $\delta_n = 40^\circ, 50^\circ \text{ \& } 60^\circ$



(c) $\delta_n = 70^\circ, 80^\circ \text{ \& } 90^\circ$

Fig. 4 Power factor P.F, efficiency η_s & impedance ratio F_0 vers. load angle δ on the tuning parallel filter.

Fig. 5 P. F. η_s & F_0 vers. Filter setting angle δ_n .

$$I_{eL_n}^2 = 1/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_L(\theta) i_n(\theta) d\theta \\ + 1/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} i_L(\theta - \pi/3) i_n(\theta - \pi/3) d\theta \\ = (I_{mL} I_{mn} / \pi) I_{Ln}$$

$$\text{いま, } I_{mL} = E_m / \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} = E_m / Z_L$$

$$I_{mn} = E_m / \sqrt{r_n^2 + (\omega L_n - 1/\omega C_n)^2} = E_m / Z_n$$

振幅値 I_{mL} と I_{mn} の比をとり、 $I_{mn} = F \cdot I_{mL}$ を考える。これは $F = I_{mn} / I_{mL} = Z_L / Z_n$ で、力率、効率は $i_n(\theta)$ の相対的大きさにも関係するためである。

第 n 同調波で、 $\omega L_n = 1/\omega C_n$ の条件をもつ。いま $\delta_n = \tan^{-1} \omega L_n / r_n$ をフィルタの設定パラメータとする。

$$F \text{ を用いて, } b_1 = (\sqrt{3} I_{mL} / \pi) (b_L + F b_n) \quad (7)$$

$$I_e = (I_{mL} / \sqrt{\pi}) (I_L + F^2 I_n + 2 F I_{Ln})^{1/2} \quad (8)$$

$$\text{力率 P.F. を最高にする } F \text{ の最適値 } F_0 \text{ を, } \partial P.F. / \partial F = 0 \text{ より, } F_0 = (b_n I_L - b_L I_{Ln}) / (b_L I_n - b_n I_{Ln}) \quad (9)$$

$$P.F. = [(b_L^2 I_n + b_n^2 I_L - 2 b_L b_n I_{Ln}) / (I_L I_n - I_{Ln}^2)]^{1/2} \quad (10)$$

また単純効率 $\eta_s = I_L \cos \delta / (I_L \cos \delta + F_0 I_n \cos \delta_n)$ (11) 以上のように求まる。

負荷の大小ではなく、 δ_n と F_0 が等しければ同一の P.F., η_s が与えられる。いま最大調波をもつ $n=5$ の場合につき δ_n を設定パラメータとして負荷角 $\delta \sim P.F., \eta_s, F_0$ のグラフを Fig. 4(a)(b)(c) に示す。この同調型フィルタにおける特性は、フィルタ設定角 δ_n が小さい間つまり L_n が小さい間は δ の変化に対しても P.F. はある程度良く逆に η_s は著しく低い。 δ_n が大きい所では、それらの関係が逆になっている。また Fig. 5(a)(b) は δ をパラメータとして $\delta_n \sim P.F., \eta_s$ などをグ

ラフとしたものである。

$n=5$ の同調フィルタ電流が E_m/r_n と大きくなるため δ_n を加減しても P.F. か η_s かのいずれかしか良くすることは出来ない。

〈3. 2〉 同調型直列フィルタの場合

F_0 は基本波インピダンスの最適比又は基本波電流振幅比で 0.1~0.2 と小さい。しかし同調時には高調波フィルタ電流は E_m/r_n と極めて大きくなるため、P.F. か η_s のいずれか或は共に低下させてしまう。

負荷電流 i_L の基本波成分には影響せず高調波成分を抑制し、さらにフィルタ電流 i_n の高調波成分には高インピダンスとなってそれを抑える要素として、基本波同調の直列フィルタ $L_0 C_0$ を Fig. 3(b) のように前節の回路に付加する。

L_0 の微小巻線抵抗分は R や r_n に含めて解析し、 $L_0 C_0$ の基本波インピダンスは零となり、 Z_L と Z_n は前節と同一式で F も等しくなる。いま L_0 を決めるため $L_0 = x L_n$ と x なる係数を定める。

負荷回路は $L + L_0, C_0, R$ の直列回路となり R の大小関係より over 又は under damping mode を呈する。under mode では負荷電流 $i_L(\theta)$ は

$$i_L(\theta) = I_{mL} [\sin(\theta - \delta) + \varepsilon^{-a(\theta - \pi/3)} (B_1 \sin b\theta + B_2 \cos b\theta)] \quad (12)$$

ただし、 $a = 1/2 [\tan \delta + x \sin \sigma / F(n^2 - 1) \cos \delta]$,

$$a = \tan^{-1} b/a, \quad b = \sqrt{d^2 - a^2}$$

$$d^2 = x \sin \sigma / [x \sin \sigma + F(n^2 - 1) \sin \delta],$$

$$B_1 = -\sqrt{3} [d \cdot \sin \delta (\cos b\pi/3 + \varepsilon^{-a\pi/3} \cos 2b\pi/3)$$

$$- \cos \delta \{ \cos(b\pi/3 + a) + \varepsilon^{-a\pi/3} \cos(2b\pi/3 + a) \}]$$

$$B_2 = \sqrt{3} \{ d \cdot \sin \delta (\sin b\pi/3 + \varepsilon^{-a\pi/3} \sin 2b\pi/3) - \cos \delta (\sin(b\pi/3 + \alpha) + \varepsilon^{-a\pi/3} \sin(2b\pi/3 + \alpha)) \} / \sin \alpha (1 + 2\varepsilon^{-a\pi/3} \cos b\pi/3 + \varepsilon^{-2a\pi/3})$$

また、 R が大きく over mode では、

$$i_L(\theta) = I_{mL} \{ \sin(\theta - \delta) + B_1 \varepsilon^{-(a-b)(\theta-\pi/3)} + B_2 \varepsilon^{-(a+b)(\theta-\pi/3)} \} \quad (13)$$

ただし、 a と d は同上、 $b = \sqrt{a^2 - d^2}$

$$B_1 = -\sqrt{3} \{ d^2 - (a-b) \cos \delta \} / 2b \{ 1 + \varepsilon^{-(a-b)\pi/3} \}$$

$$B_2 = \sqrt{3} \{ d^2 - (a+b) \cos \delta \} / 2b \{ 1 + \varepsilon^{-(a+b)\pi/3} \}$$

負荷電流は基本負荷角の大小により、いずれかの mode の電流(12)か(13)式の電流を流す。critical mode もあるがその δ は限定され、ここでは δ をとびとびに採るので考えなくてもよい。

つぎにフィルタ電流 $i_n(\theta)$ は、 $m = \cot \delta_n / 2(1+x)$ 、 $k = \sqrt{\ell^2 - m^2}$ 、 $\ell^2 = (n^2 + x) / (1+x) = m^2 + k^2$ 、 $\gamma = \tan^{-1} k/m$ と変化するが、 $i_n(\theta)$ は前節と同形式になる。

$$i_n(\theta) = I_{mn} \{ \sin(\theta + \sigma) + \varepsilon^{-m(\theta-\pi/3)} (K_1 \sin k\theta + K_2 \cos k\theta) \} \quad (14)$$

ただし、 $K_1 K_2$ は前節同式の $n \rightarrow \ell$ に変えたもの。

各基本波フーリエ係数と各実効電流式を、また F_0 における $P.F.$ 、 η_s を前節のように(10(11)式で求める。

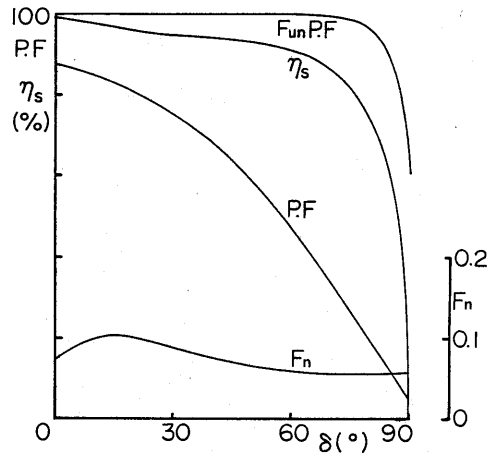
$x=2$ と直列フィルタの L_0 を大きくとり、第 n 調波成分を抑制した場合は、 $r_n=0.5$ 、 $Z_L=1 \sim 10\Omega$ と負荷電流振幅を $100 \sim 10A$ に変えても、 $\delta = 0 \sim 90^\circ$ に対して基本波力率 $F_{un} P.F.=1$ で $P.F. \approx 88\%$ 、 $\eta_s \approx 0\%$ と一定になってしまう。 $x=1 \sim 5$ では $P.F.$ と η_s が極端な例になってしまい、フィルタで基本波共振している様子である。

x を変化させて $x=0.3$ が最適と分り、 $r_n=0.5$ 、 $Z_L=1 \sim 10\Omega$ 、 $n=5$ 、 $\delta_n=70 \sim 88^\circ$ に採れば $P.F.$ 、 η_s は一応良い値を示し、Fig. 6(a)(b)(c) のようになる。これは同調型並列フィルタのみの場合と良く似たカーブを示している。

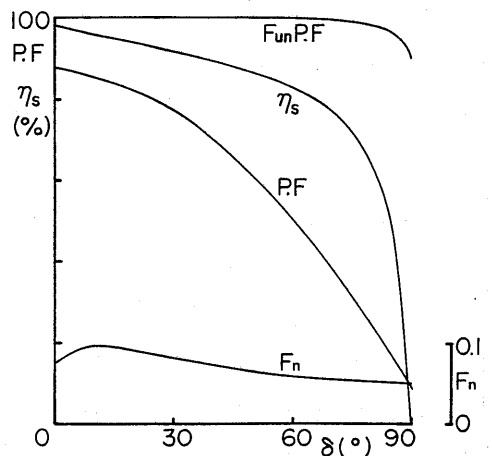
高調波抑制のため L_0 を大きくすれば、 $P.F.$ を極めて良くするが、 η_s には期待した効果がなかった。

〈3. 3〉非同調型フィルタの場合

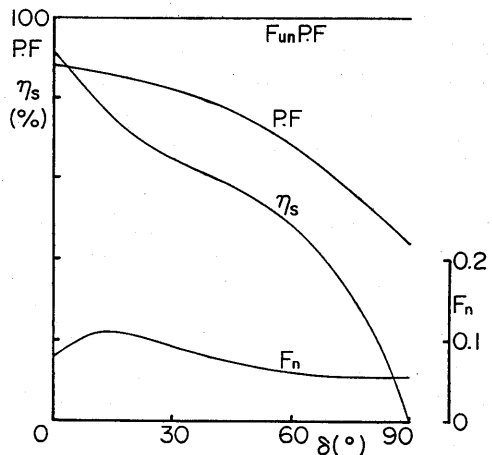
一般にフーリエ級数展開の n 、いわゆるフーリエ周波数は整数を考えている。高調波除去の並列フィルタ $L_n C_n$ r_n は最低次数の高調波から数個接続する。ここでは $n=5$ の 1 個を考えているが、 $n\omega L_n = 1/n\omega C_n$ の同調時には $i_n = e/r_n$ の同相の大電流が流れ、 I_{en} を大きくしすぎ $P.F.$ 、 η_s をともに低下させると考えられる。大電流 i_n を抑えるため n を同調整数より少しはずして仮分数値 (ここでは $n=3.25 \sim 6$) に変化させた



(a) $Z_L=10\Omega$



(b) $Z_L=5\Omega$



(c) $Z_L=1\Omega$

Fig. 6 P.F. η_s & F_n vers. δ on the tuning series & parallel filter. ($r_n=0.5\Omega$, $x=0.3$)

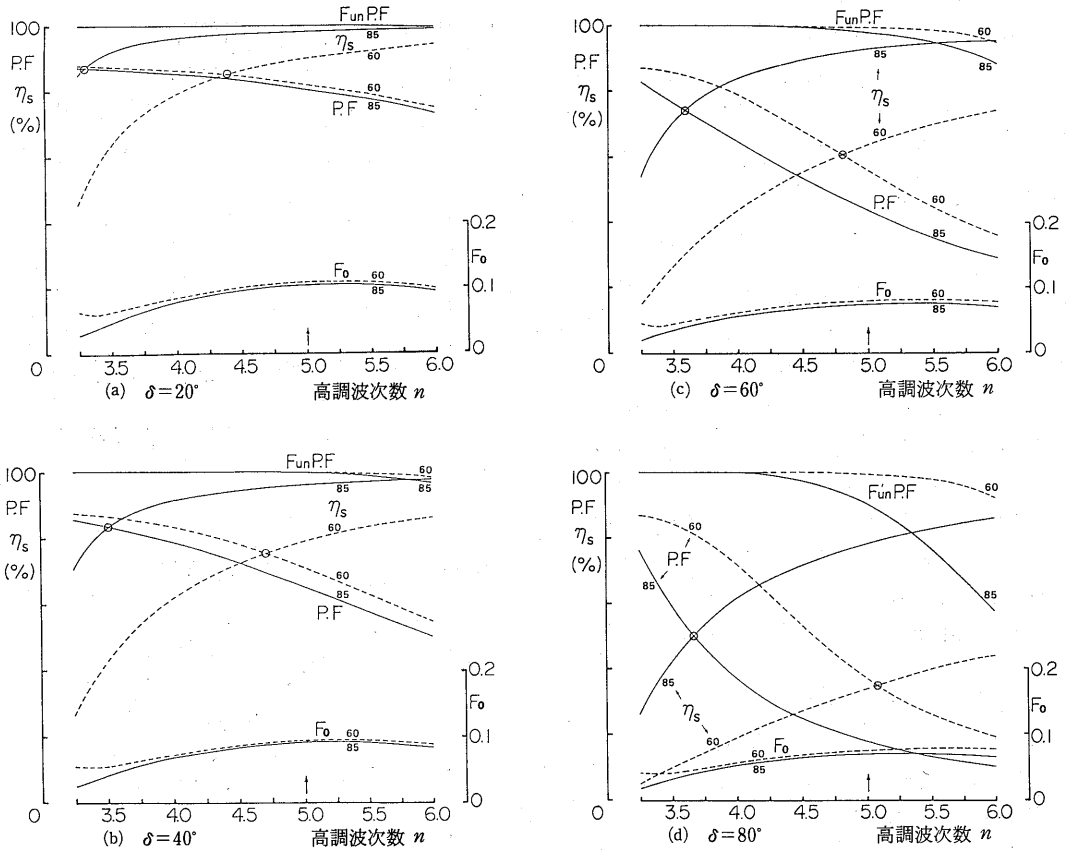


Fig. 7 P. F, η_s & F_n vers. n on the tuning out parallel filter. ($\delta_n=85^\circ$ & 60° constant)

場合、力率や効率が如何に改善されるかを調べる。

回路や電流 i_{in} の式はく3. 1)節と同じで、ただ $n=5$ を3.25~6に変化させるのみでよい。その結果、フーリエ係数、電流実効値の式もそのまま用い得る。

まず負荷角 δ とフィルタ設定角 δ_n (85° と 60° に設定) をパラメータとして、高調波次数 n 可変に対する入力力率 $P.F$ 単純効率 η_s 最適インピーダンス比 F_0 と基本波力率 $Fun P.F$ のグラフを Fig. 7 (a)~(d) に示す。

図中の⊗印は $P.F$ と η_s の交点を、↑印は $n=5$ のく3. 1) 対応の同調時のデータを示している。 $\delta=20^\circ\sim 40^\circ$ 辺りでは $\delta_n=60^\circ$ より 85° の方が、つまり r_n が小さい方が良いデータを与える。また δ が大、つまり強誘導性負荷になるほど負荷力率より入力力率が⊗点では改良される。 $n=3.5$ 辺りにとれば $P.F$ はかなり良くすることができるが η_s は低下し、また $n=6$ と大ではその逆になってしまう。その中間として⊗点が考えられる。

このデータは負荷 Z_L の大小に依らず、 δ_n と F_0 が決まれば同じデータを与える。しかし $\delta_n=85^\circ$ では $r_n=0.5$ 以下になる場合が生じ、実際の内部抵抗や残留抵抗

等の和 $0.5\sim 1\Omega$ と異り実状に合わない。また δ 大では $Fun P.F$ も1より低下してしまう場合がある。

そこで実際の $r_n=0.5$ または 1Ω に固定させた並列 $L_n C_n r_n$ フィルタの場合についての解析を次に行う。計算上先に負荷抵抗 Z_L を定める必要があり、負荷電流の大小に対応させて $Z_L=1\sim 10\Omega$ に設定する。

$P.F_{max}$ にする F_0 の場合と同じく、いま基本波力率 $Fun P.F$ を最高1にするインピーダンス比 $F=Z_L/Z_n=I_{mn}/I_{mL}$ の値を求める。

$$Fun P.F \equiv \cos \phi_1 = \frac{b_1}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}} = \frac{(b_L + Fb_n)}{\sqrt{(a_L + Fa_n)^2 + (b_L + Fb_n)^2}}$$

これより $\partial Fun P.F / \partial F = 0$ とする $F = F_n$ を求むれば、

$$F_n = -a_L / a_n > 0 \tag{15}$$

これを上式に代入すれば丁度 $Fun P.F=1$ となる。なお、

$$P.F = \frac{b_1}{\sqrt{2}I_e} = \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \frac{a_n b_L - a_L b_n}{\sqrt{a_n^2 I_L + a_L^2 I_n - 2a_L a_n I_n}} \tag{16}$$

δ をパラメータとして $n \sim P.F, \tau_s, F_n, \delta_n$ のグラフ

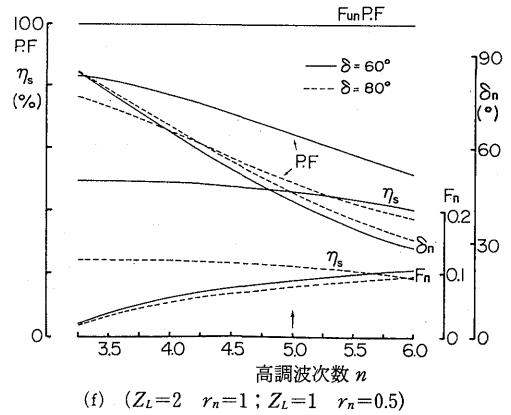
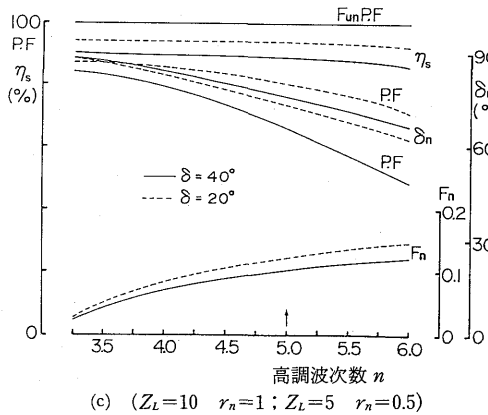
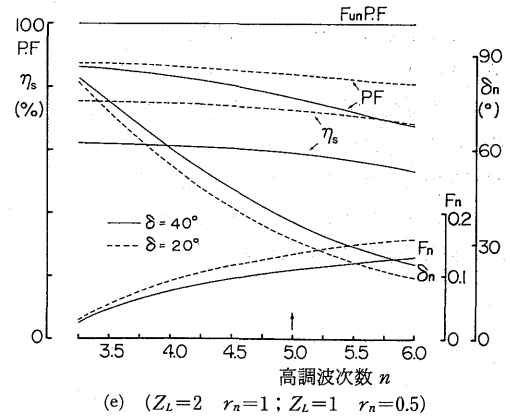
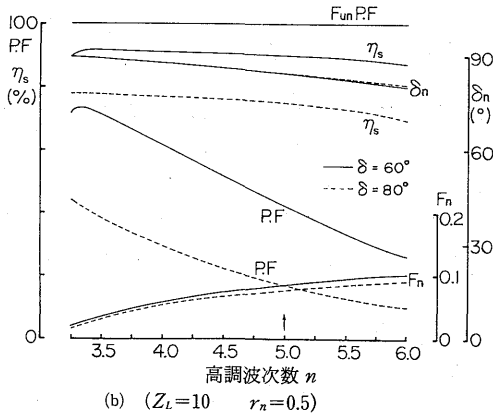
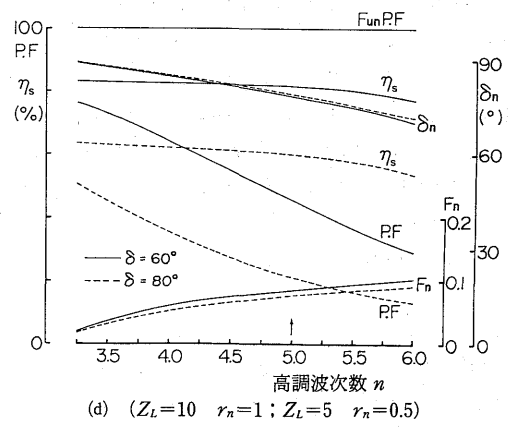
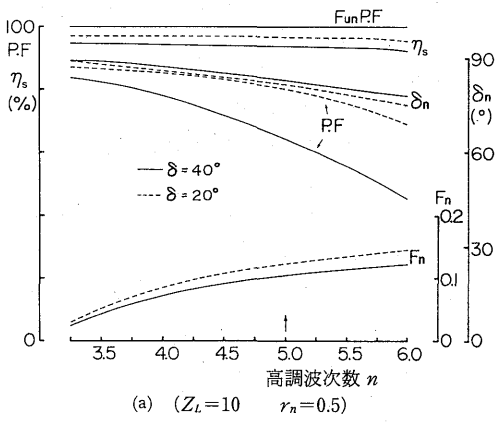


Fig. 8 P. F., η_s & F_n vers. n on the tuning out parallel filter. (r_n, Z_L constant)

を Fig. 8 (a)~(f) に示す。勿論 $Fun P.F=1$ である。これは Z_L と r_n の大小でなく、 Z_L と r_n の比が等しいグラフは同一データを与えることが分る。Fig. 8 で (a) (b) は軽負荷、(c) (d) は中負荷、(e) (f) は重負荷に対応する場合を示す。 $n=5$ より小さく 4 あるいは 3.5 辺りに選べば、弱誘導性負荷では $P.F.$ 、 η_s とも僅かに、強誘導性負荷では $P.F.$ はかなり、 η_s は僅かに改良されることを示している。

4. むすび

微分方程式を解いて負荷電流とフィルタ電流の式を求め、それらの各フーリエ係数、実効電流の式も厳密解も得られ、入力力率、基本波力率と単純効率を詳しく求めることができる。

また入力力率や基本波力率を最大にする負荷電流とフィルタ電流の振幅比つまり基本波インピダンス比の条件式も得られる。これによると負荷電流に比べてフィルタ電流振幅は $1/25 \sim 1/5$ に小さく流すのが最適ということになる。つまりフィルタインピダンスは 20~5 倍に大きい方がよいという結果であった。

それによりフィルタ接続時の解析が簡単になり、同調型並列フィルタと同調型直並列フィルタによる力率、

効率などの解析の結果がつかめた。

同調時のフィルタ大電流は力率の効率を低下させる恐れがある。そのため高調波次数を同調の整数値ばかりでなく、仮分数値にも可変させることが考えられる。これにより力率や効率をかなり改善できる。

また回路の洩れインダクタンス、浮遊容量や内部抵抗、残留抵抗は負荷側とフィルタ側のインピダンスに含ませて幾分実際に検討することができる。

今後は並列フィルタを複数にした解析を行うが、そこでは高次代数方程式を数値的に解く面倒さがある。以上の実験も行って、さらに位相制御単相電源や矩形波電源などの場合についても解析・実験を行う予定にしている。

この研究にあたり御指導いた九大工学部原田教授に感謝の意を表する。

文 献

- 1) 東, 中島 “静止小形化 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) 東, 的場, 高橋 “電力フィルタ付周波数変換回路の力率および電力解析” 長大工研報16-27, 135 (昭61-7)