電力フィルタ付周波数変換回路の力率および電力解析

東　　克　彦*・的　場　一　之*・高　橋　賢一郎*

Static Power Triple Frequency Changer with the Filters and its Power Factor & Power Analysis

by

Katuhiko HIGASHI, Kazuyuki MATOBA and Ken-ichro TAKAHASHI
(Department of Electrical Engineering)

This paper is an example of the Power Frequency Changer and are described on the power efficiency, the analysis of inputpower factor with the inductive load of tripler.

The last time, we analyzed power factor with phase sifted firing angle of tripler. And then we thought about power factor improvment when the reactive power are circulated forcibly.
Now, we analyze and experiment on the power factor and efficiency when the RC filter or LC filters have connected with the RL load in parallel. And, we make an effort to get the quantitative data.

1.　まえがき

3相電圧源の各相より60°幅の電圧片をGTO形スイッチ回路で順次切りとり，それらを変圧器で合成して，電力周波数3逓倍回路を作製し，主にその入力々率，波形と電力についての解析と実験を行った。
まず，この回路の誘導性負荷時の入力々率の低下は正弦波中央部の電圧片（点弧角$\alpha=60°$に対応）より進んだ位相の点弧角を採ることで力率改善されると考えて解析を行った。その結果は，各負荷角に対して，やはり中央部で各々力率極大になり，遅れ電流を進み点弧位相では力率改善できないことが明らかになった[1)]。なお，負荷角が大きくなるにつれて全体的に力率は低下し，L負荷（負荷角90°）では点弧位相に関係なく力率は当然零となる。

つぎに力率改善法として，負荷のインダクタンスに蓄えられた無効電力を電源に回生させず，循環枝路を設けて負荷Rで一部再利用するか，または強制的に循環枝路に挿入した電力消費回路で有効利用するように考えれば，電源側よりみた有効電力分は増加して，力率はL負荷であっても総合的には大きく改善できる[2)]。問題点は如何に無効電力分を有効に再利用するかにかかっており，例えば電熱として，或は超伝導のようにエネルギー蓄積ができれば，L負荷であっても力率改善には有効な方法と考えられた。

今回は，通常よく用いられるフィルタによる力率改善が，はたして数値的にもどのようになるかについて解析を行った。誘導性のRL負荷と並列に，まずRCフィルタ回路を接続して定抵抗回路または第n次同調回路とみなして，次にはLCrの第n次同調除去フィルタとした場合の解析と実験を併せて行うものである。さらにチェビシェフフィルタについても少し考察を行っている。以上のRC，LC，(チェビシェフ)についての解析と実験を以下に示す。

2.　構成および動作理論

主回路は図1で示すように，変圧器1次側で電源電圧を交流チョッパしたものを巻数比1＋1＋1：1で変圧器2次側に合成して出力し単相3f電源を作る。この3f電源回路の負荷側に各種のフィルタを挿入して実験を行った。交流チョッパ用のスイッチとして自己消弧能力を持つGTOを各相に2個ずつ用い，消弧時に発生する過逆電圧からGTOを保護するためにスナバ回路を構成する。また，GTOの点弧・消弧のタ

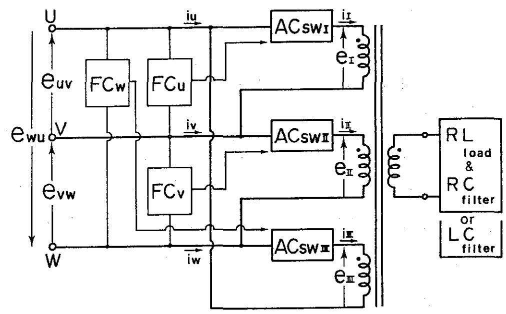


Fig 1. Main circuit of 3f changer.

昭和61年4月30日受理
*電気工学科

イミングは全てマイコンにより制御し，装置の小型・軽量化に役立っている。マイコンのCPUはＺ-80であり入出力ポートにＺ80-PIOを１個用い，Ｚ-80アセンブリ言語で作成した制御命令によりGTOのゲート信号を操作している。実際にはGTOのゲート信号はゲート回路より出力されるが，このゲート回路とPIOの出力ポートはTTL等で構成されたインターフェース回路で接続されている。さらに，インターフェース回路とゲート回路はフォトアイソレーションで電気的に絶縁された状態で接続されているため環境変化等の影響によるGTOの誤動作防止に役立っている。図２(a)に交流スイッチ，図２(b)，(c)に各種フィルタを示す。フィルタの種類については後述する。

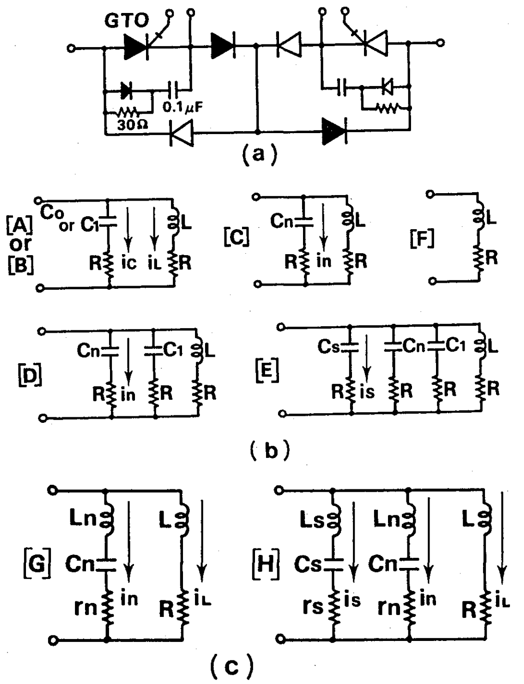


Fig 2. AC switch and filters.
(a) GTO switch circuit.　(b) RC filters.
(c) LC filters.

3.　入力々率および効率解析

ＲＣフィルタとしてはωに無関係に常に定抵抗となるもの，あるωに対して定抵抗となるもの，それらを複合したものなどがある。ＬＣフィルタとしては単体または複数個接続したものがある。これらの各種フィルタについて解析を行い，フィルタの効果について検討する。

〈３・１〉　ＲＣフィルタ効果の力率解析

ＲＣフィルタとしてＲ＋Ｌ負荷と並列にＲＣ直列回路を挿入した場合の解析を行う。なお解析では全てを理想化し，理想電圧源，半導体素子と合成用変圧器は無損失で洩れインダクタンスはなく，変圧器での電圧降下も無視できるものとする。また，各相の波形は時間的に対称であるため１相分について解析を行う。

いま，電圧零交叉点を基準にとると負荷電流$i_L(\theta)$およびフィルタ電流　$i_C(\theta)$に関して以下の式が成り立つ。$\omega t=\theta$ として，

$$\omega L\, di_L(\theta)/d\theta + R i_L(\theta) = E_m \sin\theta \quad (\alpha \leqq \theta \leqq \alpha+\pi/3)$$

$$R i_C(\theta) + 1/\omega C \cdot \int i_C(\theta) d\theta = E_m \sin\theta \quad (\alpha \leqq \theta \leqq \alpha+\pi/3)$$

ただし，E_mは供給電圧最大値

境界条件$i_L(\alpha)=-i_L(\alpha+\pi/3)$ と，コンデンサの定常残留電荷を求めることにより以上の式を解くと，

$$i_L(\theta)=I_{mL}\{\sin(\theta-\delta)-H_0(\alpha,\delta)\varepsilon^{-(\theta-\alpha)\cot\delta}\}$$

$$i_C(\theta)=I_{mC}\{\sin(\theta+\rho)-J_0(\alpha,\rho)\varepsilon^{-(\theta-\alpha)\tan\rho}\cdot\tan\rho\}$$

ただし，$I_{mL}=E_m/(R^2+\omega^2 L^2)^{1/2}$（負荷電流最大値）

$I_{mC}=E_m/(R^2+1/\omega^2 C^2)^{1/2}$（フィルタ電流最大値）

$\delta=\tan^{-1}\omega L/R$（RL 負荷角）

$\rho=\tan^{-1} 1/\omega CR$（フィルタ角）

$$H_0(\alpha,\delta)=\sqrt{3}\sin(\alpha+\pi/6-\delta)/(1+\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta})$$

$$J_0(\alpha,\rho)=\sqrt{3}\cos(\alpha+\pi/6+\rho)/(1+\varepsilon^{-\pi/3\cdot\tan\rho})$$

以上の式より入力相電流$i_I(\theta)$ が求まる。

$$i_I(\theta)=i_L(\theta)+i_C(\theta)$$

このときの定常状態での各部波形を図３に示す。

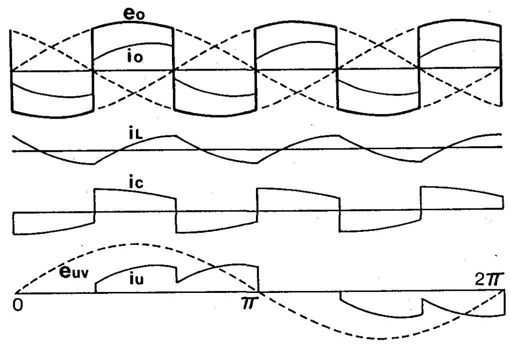


Fig 3. Operating waveforms of the main circuit.

入力線電流 $i_u(\theta)$ は主回路が△結線されている性質上 $i_I(\theta)$ が２回続いて流れる。そのため３の奇数倍高調波成分は生じない。また，出力電流$i_0(\theta)$ が正負対称波となるために直流分および偶数調波成分も生じない。そこで入力線電流を相電圧に対してフーリエ展開すると，その基本波成分a_1，b_1は負荷側成分とフィルタ側成分の和で表わされ次のようになる。

$$a_{1L}=2/\pi\int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_{uL}(\theta)\cos(\theta-\pi/6)\, d\theta$$
$$=\sqrt{3}I_{mL}/\pi[-\pi/3\cdot\sin\delta+\sqrt{3}/2\cdot\sin(2\alpha-\delta+\pi/3)$$
$$+2H_0\sin\delta\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta}\cos(\alpha+\delta+\pi/3)-\cos(\alpha+\delta)\}]$$

$$a_{1C}=2/\pi\int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_{uC}(\theta)\cdot\cos(\theta-\pi/6)\, d\theta$$
$$=\sqrt{3}I_{mC}/\pi[\pi/3\cdot\sin\rho+\sqrt{3}/2\cdot\sin(2\alpha+\rho+\pi/3)-$$

$2J_0\sin\rho\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\tan\rho}\sin(\alpha-\rho+\pi/3)-\sin(\alpha-\rho)\}]$

$b_{1L}=2/\pi\int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_{uL}(\theta)\sin(\theta-\pi/6)\ d\theta$

$=\sqrt{3}I_{mL}/\pi[\pi/3\cdot\cos\delta-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha-\rho+\pi/3)+$

$2H_0\sin\delta\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta}\sin(\alpha+\delta+\pi/3)-\sin(\alpha+\delta)\}]$

$b_{1C}=2/\pi\int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_{uC}(\theta)\sin(\theta-\pi/6)\ d\theta$

$=\sqrt{3}I_{mc}/\pi[\pi/3\cdot\cos\rho-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha+\rho+\pi/3)+$

$2J_0\sin\rho\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\tan\rho}\cos(\alpha-\rho+\pi/3)-\cos(\alpha-\rho)\}]$

$a_1=a_{1L}+a_{1C}$,　$b_1=b_{1L}+b_{1C}$

さらに，線電流$i_u(\theta)$は以下の式で表わされる。

$i_u(\theta)=i_{uL}(\theta)+i_{uC}(\theta)$

$i_u^2(\theta)=i_{uL}^2(\theta)+i_{uC}^2(\theta)+2i_{uL}(\theta)\cdot i_{uC}(\theta)$

ゆえに線電流の実効値I_e^2は次式で表わされる。

$I_e^2=I_L^2+I_C^2+2I_LI_C$

上式の各項は次式で求まる。

$I_L^2(\theta)=1/\pi\int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_{uL}^2(\theta)d\theta$

$=I_{mL}^2/\pi[\pi/3-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha-2\delta+\pi/3)+4H_0$

$\sin\delta\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta}\sin(\alpha+\pi/3)-\sin\delta\}-H_0^2\tan\delta$

$\{\varepsilon^{-2\pi/3\cdot\cot\delta}-1\}]$

$I_C^2(\theta)=1/\pi\int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_{uC}^2(\theta)d\theta$

$=I_{mC}^2/\pi[\pi/3-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha+2\rho+\pi/3)+4J_0$

$\sin\rho\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\tan\rho}\cdot\cos(\alpha+\pi/3)-\cos\rho\}-J_0^2\tan\rho$

$\{\varepsilon^{-2\pi/3\cdot\tan\rho}-1\}]$

$I_LI_C(\theta)=1/\pi\int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} i_{uL}(\theta)i_{uC}(\theta)d\theta$

$=I_{mL}I_{mC}/\pi[\pi/3\cdot\cos(\delta+\rho)-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha-\delta+$

$\rho+\pi/3)+2H_0\sin\delta\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta}\sin(\alpha+\delta+\rho+\pi/3)$

$-\sin(\alpha+\delta+\rho)\}+2J_0\sin\rho\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\tan\rho}\cos(\alpha-\delta-$

$\rho+\pi/3)-\cos(\alpha-\delta-\rho)\}-2H_0J_0\tan\rho\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot(\cot\delta+\tan\rho)}$

$-1\}/(\cot\delta+\tan\rho)]$

以上の式より基本位相角と基本波力率が求まる。

基本位相角　$\phi_1=\tan^{-1} a_1/b_1$

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I_1は次のようになる。

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

これらより基本波含有率と入力々率は次式で，

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　$P.F=\lambda\cos\phi_1=b_1/\sqrt{2}I_e$

本稿ではRCフィルタとして図2(b)に示すようなフィルタを用いたが，Cが1個の場合のインピーダンスを求めると次の式のようになる。

$Z=\{(R-\omega^2CLR)+j\omega(L+CR^2)\}/\{(1-\omega^2CL)+j2\omega CR\}$

以下では同調方法によって異なる特性を示すフィルタ回路の解析を行う。

（A）定抵抗回路

ωに無関係に常にZが一定，すなわち定抵抗になるための条件は$L=CR^2$である。このとき，負荷角δと

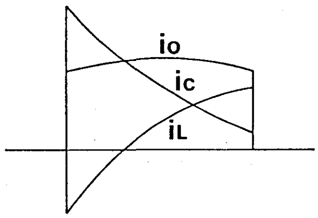


Fig 4. Current waveforms of constant impeadance type A.

フイルタ角ρの間には次の関係がある。

$\cot\delta=R/\omega L=1/\omega CR=\tan\rho$

上式より，$\delta=\pi/2-\rho$

これより$i_L(\theta)$，$i_C(\theta)$を求めると次のようになる。

$i_I(\theta)=i_L(\theta)+i_C(\theta)$

$=E_m/R\cdot\sin\theta=I_m\sin\theta$　$(\alpha\leqq\theta\leqq\alpha+\pi/3)$

ただし，$I_m=I_{mL}/\cos\delta=I_{mC}/\cos\rho$

以上より入力相電流$i_I(\theta)$は負荷側とフィルタ側の時定数が等しくなるため，図4で示すように電源電圧e_Iと同相になる。すなわち基本位相角は零となる。

基本波力率　$\cos\phi_1=1$

入力々率　$P.F=I_1/I_e\cdot\cos\phi_1=I_1/I_e$

（B）基本波同調回路

電源電圧の60Hzの基本波に同調させたRCフィルタを考える。このときの条件は$\omega=1/\sqrt{LC}$である。

負荷角δとフイルタ角ρの関係は次のようになる。

$\tan\delta=\omega L/R=1/\omega CR=\tan\rho$,　$\delta=\rho$

上の関係より$i_{IL}(\theta)$，$i_{IC}(\theta)$を求めると次の式で表わされる。

$i_L(\theta)=I_m\{\sin(\theta-\delta)-H_0\varepsilon^{-(\theta-\alpha)\cot\delta}\}$

$i_C(\theta)=I_m\{\sin(\theta+\rho)-J_0\tan\rho\ \varepsilon^{-(\theta-\alpha)\tan\rho}\}$

ただし，$I_m=I_{mL}=I_{mC}$

以上より導通幅$\gamma=60°$におけるα～ϕ_1およびα～P.Fのグラフを図5，6に示す。両図からもわかるように$\delta=45°(=\rho)$と$\delta=0°$では基本位相角ϕ_1および入力率P.Fは同値である。図6をみると負荷角$\delta=0°$～$60°$ではP.Fにあまり差はみられないが$\delta>60°$になると急激にP.Fは低下し，純L負荷（$\delta=90°$）ではP.F＝0と力率改善は見込めない。また，点弧角αに関しては$\alpha=60°$付近が力率改善のためには良い。

（C）高調波同調回路

RCフィルタにおいてコンデンサCの容量を変化させて基本波のn倍の第n高調波にフィルタを同調させると，第n高調波に対して負荷のインピーダンスを抵抗分だけにできる。第n高調波に同調させたC_nを1つだけ挿入した場合の条件は以下のようになる。

$n\omega=1/\sqrt{LC_n}$,　$n\omega L=1/n\omega C_n$

負荷角δ_nおよびコンデンサ容量C_nを求めると次式で，

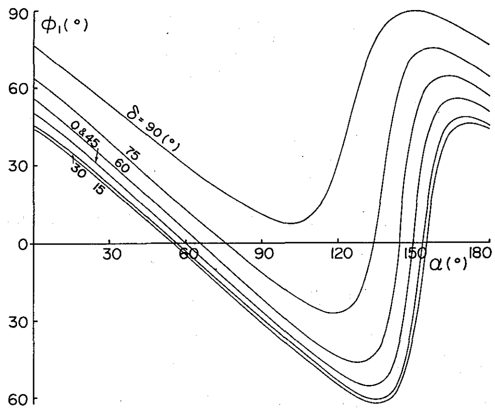


Fig 5. Fundamental displacement angle ϕ_1° vers. turn-on angle α°. (RC filters type B)

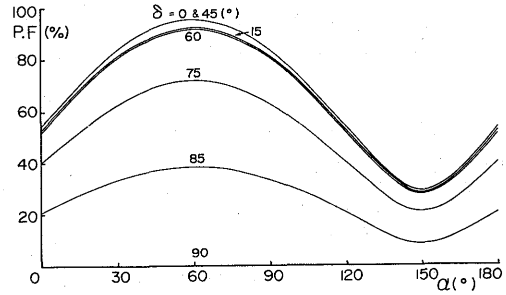


Fig 6. Input power factor P. F vers. α°.
(RC filters type B)

$\rho_n=\tan^{-1}(n^2\tan\delta)$

$C_n=1/n^2\omega^2L=C_1/n^2$

ただし，　δ：基本角荷角，C_1：基本波同調時のC

以上より各高調波電流を求めると以下のようになる。

$i_n(\theta)=I_{mn}\{\sin(\theta+\rho_n)-J_n(\alpha,\rho_n)\tan\rho_n\varepsilon^{-(\theta-\alpha)\tan\rho_n}\}$

ただし，式中のP_n，H_n，J_nは（Ⅱ）の場合の$i_C(\theta)$において$\rho\to\rho_n$，$H_0\to H_n$，$J_0\to J_n$と置き換えたもの。

（D）基本波＋高調波同調回路

ここでは(B)および(C)のＲＣフイルタを同時に挿入した場合を考える。実際には高調波としては第５および第７高調波の影響が大きく，これらについての検討が必要である。条件は(C)の場合と同じ。

$\rho_n=\tan^{-1}(n^2\tan\delta)$　，　$C_n=C_1/n^2$

（Ｅ）$i_s(\theta)$，ρ_s　，C_sは$n\to s$として同形式を用いる。

(A)〜(E)の各フィルタについて点弧角$\alpha=60°$とした時のδ〜ϕ_1およびδ〜P. Fのグラフを図７，８に示す。

ただし，　Ａ：定抵抗回路　　　Ｂ：基本波同調回路

Ｃ：第５高調波同調回路

Ｄ：基本波＋第５高調波同調回路

Ｅ：基本波＋第５＋第７高調波同調回路

Ｆ：フィルタなし　　　　（図２(b)参照）

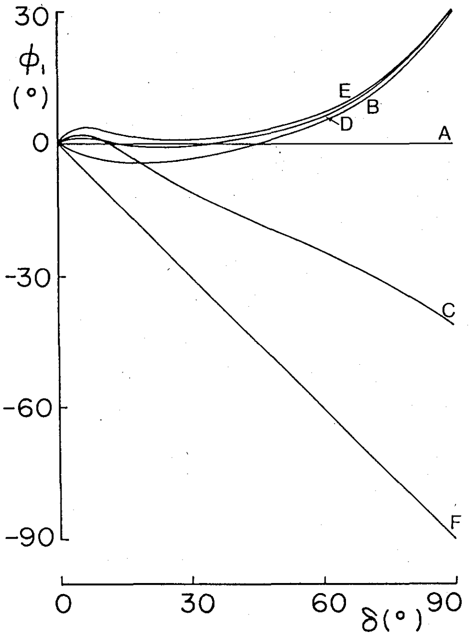


Fig 7. Fundermental displacement angle ϕ_1° vers. load angle δ°. (RC filters)

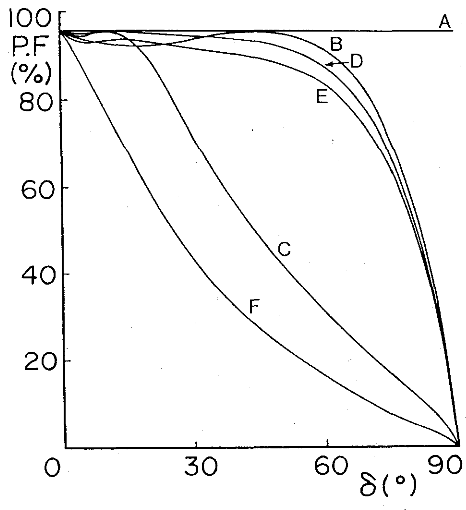


Fig 8. Input power factor P. F vers. δ°. (RC filters)

Ａはδに無関係に常に一定であり最も理想的な特性である。Ｂ，Ｄ，Ｅは基本波同調回路があるためにP. Fは$\delta=60°$付近まではかなり良いが，純Ｌ負荷（$\delta=90°$）ではP. F＝０となり力率改善はありえない。結果的には基本波に同調したフィルタを挿入することによってかなりP. Fは向上するが，それとともに高調波同調回路を挿入した場合は特性は近いものが得られるが，フィルタ回路が増えるほど力率は若干減少する。

〈3・2〉　RCフィルタ時の電力解析

RL誘導性負荷に対する定抵抗形RCフィルタをも考えたため，負荷抵抗分Rと等しい値のフィルタの抵抗分を採った。そのため当然抵抗損失の増加が生じ，その定量的数値の検討が必要になる。2次側で負荷とフィルタでの全有効電力P_Wに対する負荷電力P_Lの比，つまり抵抗損失分のみを考えた単純効率を負荷角δと入力々率P.Fとの関連で解析する。

［A形フィルタ（定抵抗時)］

負荷電力$P_L=3RI_R^2\cos^2\delta/\pi[\pi/3-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha-2\delta+\pi/3)+4H_0\sin\delta\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta}\sin(\alpha+\pi/3)-\sin\alpha\}-H_0^2\tan\delta(\varepsilon^{-2\pi/3\cdot\cot\delta}-1)]$

フィルタ電力$P_C=3RI_R^2\cos^2\rho/\pi[\pi/3-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha+2\rho+\pi/3)+4J_0\sin\rho\{\varepsilon^{-2\pi/3\cdot\tan\rho}\cos(\alpha+\pi/3)-\cos\alpha\}-J_0^2\tan\rho(\varepsilon^{-2\pi/3\cdot\tan\rho}-1)]$

ただし，$\rho=\tan^{-1}(\cot\delta)$　，　$\eta=P_L/(P_L+P_C)$

純抵抗負荷時の負荷電力$3RI_R^2$を100%と考えて，そのηを図9(a)にA線で示す。

［B形フィルタ（基本波同調時)］

P_LとP_Cの式は上式と同形で，ただ$\rho=\delta$となるのみで，同じくB線で示す。

［C形フィルタ（第n次調波同調時)

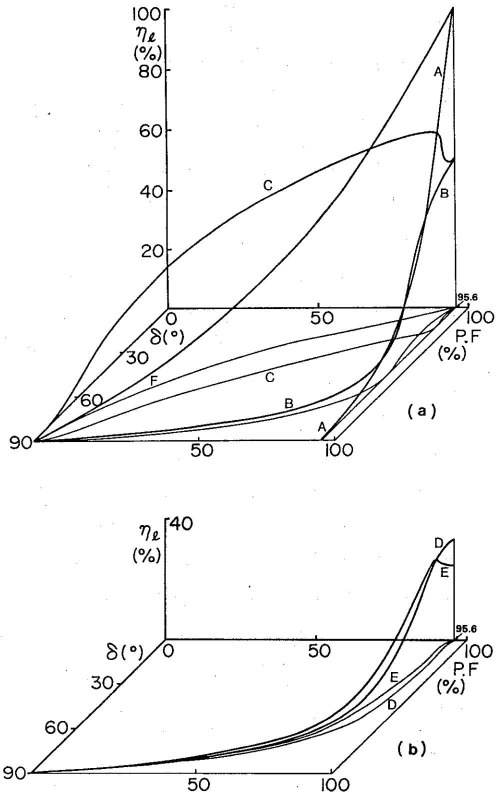


Fig 9. Load power efficiency. (RC filters)

$P_n=3RI_R^2\cos^2\rho_n/\pi[\pi/3-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha+2\rho_n+\pi/3)+4J_n\sin\rho_n\{\varepsilon^{-\pi/3\cdot\tan\rho_n}\cos(\alpha+\pi/3)-\cos\alpha\}-J_n^2\tan\rho_n(\varepsilon^{-2\pi/3\cdot\tan\rho_n}-1)]$

第n次同調フィルタ電力P_n　，　$\rho_n=\tan^{-1}(n^2\tan\delta)$

$\eta=P_L(P_L+P_n)$　　同じくηをC線で示す。

［D形フィルタ（基本波と第n次調波同調時)］

B形とC形を一緒にしたような場合で，$P_W=P_L+P_C+P_n$，$\eta=P_L/P_W$となりn＝5の場合を図9(b)に。

［E形フィルタ（基本波と第n，第s次調波同調時)］

第s次同調フィルタ電力P_sの式はP_nと同形で，n→sと sufix を変えるのみで得られる。$P_W=P_L+P_C+P_n+P_s$となりn=5，s=7の場合のηを同じくE線で示す。

［F形フィルタ無し］

$P_W=P_L$のみで，そのηを同じく(a)にF線で示す。

以上について，RCフィルタの抵抗分を負荷の抵抗分Rと等しく採ったため，入力電力に比べて負荷の有効電力の割合が小さくなってしまい，無駄な電力損失が増加する結果になってしまう。フィルタの抵抗分はR→rとして電力損失を小さくするとともに力率P.Fは大きくする様に考え直さなければならないが，これは次回に考えたい。

〈3・3〉　LCフィルタ効果の力率解析

RCの代りにLCフィルタの影響による力率改善の効果について調べてみる。高調波発生源は電流源であるとして，基本波（電圧源）と別に発生するとの考え方での解析もあるが，ここではあくまでLC受動回路として，過渡現象的にその電流のフーリエ係数と実効値を計算して力率解析を行った。

（1）負荷電流i_LとLCフィルタ電流i_n(or i_s)のフーリエ係数と実効値

負荷電流i_Lは，$\delta=\tan^{-1}(\omega L/R)$，$I_{mL}=E_m/Z_L$として

$i_L(\theta)=I_{mL}\{\sin(\theta-\delta)-H_0\varepsilon^{-(\theta-\alpha)\cot\delta}\}$

ただし，$H_0=\sqrt{3}\sin(\alpha-\delta+\pi/6)/(1+\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta})$

この電流のフーリエ係数a_{1L}，b_{1L}と実効値I_Lの式は文献1にゆずり，第n調波に同調させる1個のLCフィルタ電流i_nについて求める。

$\rho=\tan^{-1}(\omega L_n-1/\omega C_n)/r_n$として

$i_n(\theta)=I_{mn}\{\sin(\theta-\rho)+(K_1\cos k\theta+K_2\sin k\theta)\varepsilon^{-m(\theta-\alpha)}\}$

ただし，$I_{mn}=E_m/Z_n$，特性方程式$p^2+r_n/L_n\cdot p+1/L_nC_n=0$の根$p_1$，$p_2=-r_n/2L_n\pm j\sqrt{4L_n/C_n-r_n^2}/2L_n\equiv-M\pm jK$，$m=M/\omega$，$k=K/\omega=\sqrt{n^2-m^2}$，$n^2=1/\omega^2L_nC_n$

LCフィルタは第n高調波同調電流の過大を防ぐ抵抗r_nをもつも，under damping case であり，$\gamma=\tan^{-1}k/m$として

$$K_1=\sqrt{3}\ [n\cos(\alpha-\rho+\pi/6)\{\varepsilon^{-m\pi/3}\sin k(\alpha+\pi/3)+\sin k\alpha\}-\sin(\alpha-\rho+\pi/6)\{\varepsilon^{-m\pi/3}\sin(k(\alpha+\pi/3)+\gamma)+\sin(k\alpha+\gamma)\}]/\sin\gamma(1+2\varepsilon^{-m\pi/3}\cos k\pi/3+\varepsilon^{-2m\pi/3})$$

$$K_2=-\sqrt{3}[n\cos(\alpha-\rho+\pi/6)\{\varepsilon^{-m\pi/3}\cos k(\alpha+\pi/3)+\cos k\alpha\}-\sin(\alpha-\rho+\pi/6)\{\varepsilon^{-m\pi/3}\cos(k(\alpha+\pi/3)+\gamma)+\cos(k\alpha+\gamma)\}]/\sin\gamma(1+2\varepsilon^{-m\pi/3}\cos k\pi/3+\varepsilon^{-2m\pi/3})$$

フィルタ電流 i_n の基本フーリエ係数は,

$$\begin{aligned}a_{1n}&=2/\pi\int_\alpha^{\alpha+2\pi/3} i_n(\theta)\cos(\theta-\pi/6)\ d\theta\\&=\sqrt{3}I_{mn}/\pi\bigl[-\pi/3\cdot\sin\rho+\sqrt{3}/2\cdot\sin(2\alpha-\rho+\pi/3)\\&-K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k+1)(\alpha+\pi/3)+\lambda\}-\cos\{(k+1)\alpha+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&-K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\mu\}-\cos\{(k-1)\alpha+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\\&-K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k+1)(\alpha+\pi/3)+\lambda\}-\sin\{(k+1)\alpha+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&-K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\mu\}-\sin\{(k-1)\alpha+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\bigr]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}b_{1n}&=2/\pi\int_\alpha^{\alpha+2\pi/3} i_n(\theta)\sin(\theta-\pi/6)\ d\theta\\&=\sqrt{3}I_{mn}/\pi\bigl[\pi/3\cdot\sin\rho-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha-\rho+\pi/3)\\&-K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k+1)(\alpha+\pi/3)+\lambda\}-\sin\{(k+1)\alpha+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&-K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{k-1)(\alpha+\pi/3)+\mu\}-\sin\{(k-1)\alpha+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\\&-K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k+1)(\alpha+\pi/3)+\lambda\}-\cos\{(k+1)\alpha+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&-K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\mu\}-\cos\{(k-1)\alpha+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\bigr]\end{aligned}$$

ただし, $\lambda=\tan^{-1}\{(k+1)/m\}$, $\mu=\tan^{-1}\{(k-1)/m\}$

またi_nの実効値I_nは

$$\begin{aligned}I_n^2&=1/\pi\int_\alpha^{\alpha+2\pi/3} i_n^2(\theta)d\theta\\&=I_{mn}^2/\pi\bigl[\pi/3-\sqrt{3}/2\cdot\cos 2(\alpha-\rho+\pi/6)+(K_1^2+K_2^2)(1-\varepsilon^{-2m\pi/3})/2m\\&-(K_1^2-K_2^2)[\varepsilon^{-2m\pi/3}\cos\{2k(\alpha+\pi/3)+\gamma\}-\cos(2k\alpha+\gamma)]/2n\\&-K_1K_2[\varepsilon^{-2m\pi/3}\sin\{2k(\alpha+\pi/3+\gamma\}-\sin(2k\alpha+\gamma)]/n\\&-2K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k+1)(\alpha+\pi/3)-\rho+\lambda\}-\sin\{(k+1)\alpha-\rho+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&+2K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\rho+\mu\}-\sin\{(k-1)\alpha+\rho+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\\&+2K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k+1)(\alpha+\pi/3)-\rho+\lambda\}-\cos\{(k+1)\alpha-\rho+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&-2K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\rho+\mu\}-\cos\{(k-1)\alpha+\rho+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\bigr]\end{aligned}$$

入力電流より　$i_u^2=(i_L+i_n)^2=i_L^2+i_n^2+2i_Li_n$であり，$i_Li_n$に対する実効値$I_{Ln}=\sqrt{I_LI_n}$は,

$$\begin{aligned}I_LI_n&=1/\pi\int_\alpha^{\alpha+2\pi/3} i_L(\theta)i_n(\theta)d\theta\\&=I_{mL}I_{mn}/\pi\bigl[\pi/3\cdot\cos(\delta-\rho)-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha-\delta-\rho+\pi/3)\\&+2H_0\sin\delta[\varepsilon^{-\pi/3\cdot\cot\delta}\sin(\alpha+\delta-\rho+\pi/3)-\sin(\alpha+\delta-\rho)]\\&+2H_0K_1[\varepsilon^{-(\cot\delta+m)\pi/3}\cos\{k(\alpha+\pi/3)+\nu\}-\cos(k\alpha+\nu)]/\sqrt{(\cot\delta+m)^2+k^2}\\&+2H_0K_2[\varepsilon^{-(\cot\delta+m)\pi/3}\sin\{k(\alpha+\pi/3)+\nu\}-\sin(k\alpha+\nu)]/\sqrt{(\cot\delta+m)^2+k^2}\\&-K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k+1)(\alpha+\pi/3)-\delta+\lambda\}-\sin\{(k+1)\alpha-\delta+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&+K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k+1)(\alpha+\pi/3)+\delta+\mu\}-\sin\{(k-1)\alpha+\delta+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\\&+K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k+1)(\alpha+\pi/3)-\delta+\lambda\}-\cos\{(k+1)\alpha-\delta+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&+K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\delta+\mu\}-\cos\{(k-1)\alpha+\delta+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\bigr]\end{aligned}$$

ただし，$\nu=\tan^{-1}\{k/(\cot\delta+m)\}$

つぎに，ＬＣフィルタ１個より２個と考えて，フィルタ電流i_sも流した場合について以下に解析する。i_sのフーリエ係数a_{1s}, b_{1s} 実効値 I_s, I_{Ls} は i_n のそれらと全く同形式で, sufix を $n\to s$ $m\to g$ $k\to h$ $\rho\to\tau$ $\gamma\to\sigma$ $\lambda\to\zeta$ $\mu\to\xi$ $\nu\to\upsilon$ $K_1, K_2\to H_1, H_2$ $F\to J$ に変換すればよい。ただし入力電流より$i_u^2=(i_L+i_n+i_s)^2=i_L^2+i_n^2+i_s^2+2i_Li_n+2i_Li_s+2i_ni_s$であるため，新たに$i_ni_s$の実効値$I_{ns}=\sqrt{I_nI_s}$を求める必要がある。

$$\begin{aligned}I_nI_s&=1/\pi\int_\alpha^{\alpha+2\pi/3} i_n(\theta)i_s(\theta)d\theta\\&=I_{mn}I_{ms}/\pi\bigl[\pi/3\cdot\cos(\rho-\tau)-\sqrt{3}/2\cdot\cos(2\alpha-\rho-\tau+\pi/3)\\&-K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k+1)(\alpha+\pi/3)-\tau+\lambda\}-\sin\{(k+1)\alpha-\tau+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&+K_1[\varepsilon^{-m\pi/3}\sin\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\tau+\mu\}-\sin\{(k-1)\alpha+\tau+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\\&+K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k+1)(\alpha+\pi/3)-\tau+\lambda\}-\cos\{(k+1)\alpha-\tau+\lambda\}]/\sqrt{m^2+(k+1)^2}\\&-K_2[\varepsilon^{-m\pi/3}\cos\{(k-1)(\alpha+\pi/3)+\tau+\mu\}-\cos\{(k-1)\alpha+\tau+\mu\}]/\sqrt{m^2+(k-1)^2}\\&-H_1[\varepsilon^{-g\pi/3}\sin\{(h+1)(\alpha+\pi/3)-\rho+\zeta\}-\sin\{(h+1)\alpha-\rho+\zeta\}]/\sqrt{g^2+(h+1)^2}\\&+H_1[\varepsilon^{-g\pi/3}\sin\{(h-1)(\alpha+\pi/3)+\rho+\xi\}-\sin\{(h-1)\alpha+\rho+\xi\}]/\sqrt{g^2+(h-1)^2}\\&+H_2[\varepsilon^{-g\pi/3}\cos\{(h+1)(\alpha+\pi/3)-\rho+\zeta\}-\cos\{(h+1)\alpha-\rho+\zeta\}]/\sqrt{g^2+(h+1)^2}\\&+H_2[\varepsilon^{-g\pi/3}\cos\{(h-1)(\alpha+\pi/3)+\rho+\xi\}-\cos\{(h-1)\alpha+\rho+\xi\}]/\sqrt{g^2+(h-1)^2}\\&-(K_1H_1-K_2H_2)[\varepsilon^{-(m+g)\pi/3}\cos\{(k+h)(\alpha+\pi/3)+\psi\}-\cos\{(k+h)\alpha+\psi\}]/\sqrt{(m+g)^2+(k+h)^2}\\&-(K_1H_1+K_2H_2)[\varepsilon^{-(m+g)\pi/3}\cos\{(k-h)(\alpha+\pi/3)+\chi\}-\cos\{(k-h)\alpha+\chi\}]/\sqrt{(m+g)^2+(k-h)^2}\\&-(K_2H_1+K_1H_2)[\varepsilon^{-(m+g)\pi/3}\sin\{(k+h)(\alpha+\pi/3)+\psi\}-\sin\{(k+h)\alpha+\psi\}]/\sqrt{(m+g)^2+(k+h)^2}\\&-(K_2H_1-K_1H_2)\ [\varepsilon^{-(m+g)\pi/3}\sin\{(k-h)(\alpha+\pi/3)+\chi\}-\sin\{(k-h)\alpha+\chi\}]/\sqrt{(m+g)^2+(k-h)^2}\end{aligned}$$

ただし，$\zeta=\tan^{-1}\{(h+1)/g\}$, $\xi=\tan^{-1}\{(h-1)/g\}$, $\psi=\tan^{-1}\{(k+h)/(m+g)\}$, $\chi=\tan^{-1}\{(k-h)$

$/(m+g)\}$, $\sigma=\tan^{-1}(h/g)$, $\upsilon=\tan^{-1}\{h/(\cot\delta+g)\}$

（2）入力々率の解析

LCフィルタ1個の場合，$b_1=b_{1L}+b_{1n}$，$I_e=(I_L^2+I_n^2+2I_LI_n)^{1/2}$で入力々率$P.F=b_1/\sqrt{2}I_e$の計算を行う。電圧源の内部抵抗は0.1Ω以下と考えられ，共振時の過大調波電流を抑えるために，それを含めて$r_n=1\Omega$とした。$k=\sqrt{n^2-m^2}$の$m<n$条件より$m(=r_n/2\omega L_n)$を決めることはL_nをある値に固定し，さらに第n調波同調では$\omega C_n=1/n^2\omega L_n$より$C_n$をも決まってしまう。ここでフィルタのインピーダンス$Z_n=[r_n^2+(\omega L_n-1/\omega C_n)^2]^{1/2}$は負荷インピーダンス$Z_L=(R^2+\omega^2L^2)^{1/2}$に比べて小さくなるようにし，$Z_L=F\cdot Z_n$とすることは可能である。即ち第n次同調時にそれ以下の調波とくに基本波成分は進み電流となり，それが$I_n=FI_L$と大きく流すようにすれば，負荷の遅れ電流成分を補償することができる。しかし余りZ_nを小さくしすぎるとフィルタ電流が過大になり，抵抗損が増えるのでその中間として$r_n=1\Omega$程度と考えた。これを図10に示す。

一般に，$Z_L=F\cdot Z_n$より $R^2+\omega^2L^2=R^2(1+\tan^2\delta)=F^2[r_n^2+(\omega L_n-1/\omega C_n)^2]=r_n^2F^2(1+\tan^2\rho)$ これより$\rho=-\tan^{-1}[R^2(1+\tan^2\delta)/r_n^2F^2-1]^{1/2}$が決まる。さらに第5調波同調時では n＝5，m＝4，F＝10（r_n＝1，R＝10として）の入力々率 P.F ～負荷角δのグラフを図11のG線で示す。最高89.5%，L負荷で72%とフィルタ無補償時のグラフF線と比べてかなり改善されている事が分る。

つぎにフィルタ2個の場合，$b_1=b_{1L}+b_{1n}+b_{1s}$，$I_e=(I_L^2+I_n^2+I_s^2+2I_LI_n+2I_LI_s+2I_nI_s)^{1/2}$を求め，入力々率の数値計算を行う。第5第7同調時ではn＝5，s＝7，m＝4，g＝6，F＝J＝10 でのP.F～δグラフを同図のH線で示す。最高96.6°%，L負荷で73%と，単一フィルタのみより複数フィルタにするほど P.F が改良されている結果が数値的にもはっきり示めされている。調波成分の多い，およそ第5，7，11，13の

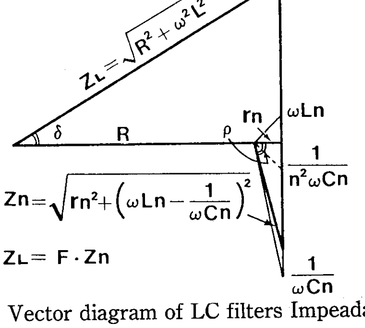


Fig 10. Vector diagram of LC filters Impeadance Z_n and RL load Impeadance Z_L.

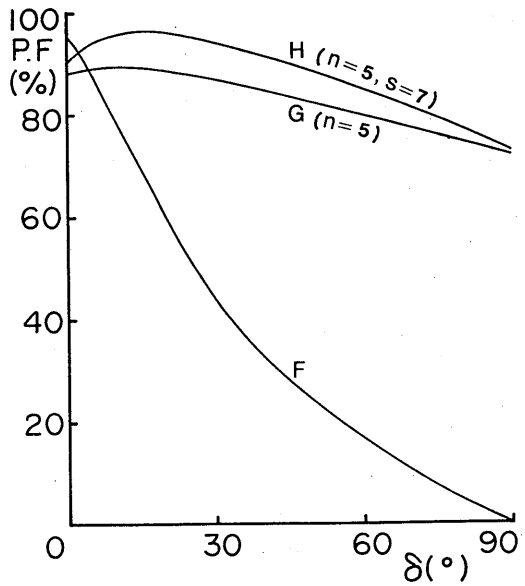


Fig 11. Input power factor P.F vers. δ°. (LC filters)

4個程度の高調波抑制フィルタを接続すれば，大きくP.F は改良されると考えられる。

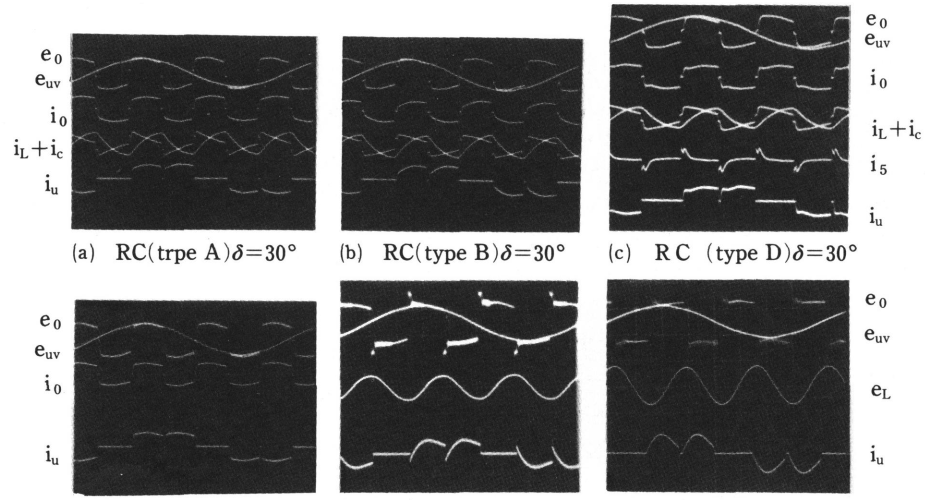
さらに，複数フィルタをつけた場合の抵抗損が増加しないかという事が問題点として残っているが，RCフィルタのように負荷と同等の抵抗を用いないので，LCフィルタの方では高調波同調時の抵抗分 r を極端に小さくしない限り電源短絡にはならず，抵抗損はそう増加しないとみてよい。フィルタ抵抗損を含めて全電力中の負荷電力の比率も計算できるが，これは今後の検討にまわしたい。

〈3，4〉　**ローパス・フィルタ**

RCフィルタの他に受動フィルタとしてローパスフィルタがある。代表的な特性としてバタワース特性，チェビシェフ特性などがある。今回はチェビシェフ特性を利用したチェビシェフフィルタを用いた実験を行ったが，高調波を取り除く波形改善には効果があったが力率改善の効果はチエビシェフ多項式の複雑さから計算して求めるのが困難であった。点弧角α＝60°のときのオシロ写真を図12に示す。

4.　実験結果

本実験では解析を終えていたRCフィルタとチェビシェフフィルタについて実験を行った。制御は前述のようにマイコンを用いて行った。図12に点弧角α＝60°の場合の各種フィルタの各部波形を示す。(a)～(b)はRCフィルタの4タイプ（A，B，D，F）である。(e)，(f)は負荷角を変化させた場合のチェビシェフフィルタのオシロ写真である。(c)のi_5はn＝5に同調させた場合のフィルタ電流である。また，(d)でi_L+i_cの波形が



(a)　RC(trpe A)$\delta=30°$　(b)　RC(type B)$\delta=30°$　(c)　RC　(type D)$\delta=30°$

(d)　RC(type F)$\delta=0°$　(e)　Chebycheff($\delta=0°$)　(f)　Chebycheff($\delta=15°$)

Fig 12. Photographs of input, output voltage, current waveforms.
(RC filters & Chebycheff filters)

ないのはＦ形のために$i_0=i_L$となるためである。出力電流波形はＡ形，Ｂ形のものが正弦波に近く有効であると考えられる。計測結果ではＲＣフィルタの$\delta=0°$～60°でP.Fが90%を越えるが，フィルタを増す分だけフィルタでの損失を招き効率はかなり低下する。チェビシェフフィルタではフィルタの入力端の電圧波形e_0と出力端の波形e_Lを比較して，波形改善のための高調波除去にはかなり有効であると考えられる。

5.　むすび

前回では，点弧角位相制御による力率解析で常に半波中央部60°区間でもって３ｆ 通倍回路を作る方が力率極大になることが分った。つぎにＬ負荷でさえも力率改善する方法として，無効電力を電源に回生させず強制的に循環枝路で有効電力として何等かの装置で有効利用してしまえば，大きく力率は改善されうる。

今回は，力率改善として通例の高調波抑制のＲＣとＬＣフィルタを用いた場合について，数値的にもどのくらい力率，波形が改善されるか解析してみた。

まず，ＲＣフィルタの場合，前述のようにその抵抗分を負荷のＲと同等にしたため，力率は色々と良くする方法があるが，電力損失をまねいた欠点があった。だだ定抵抗形ＲＣフィルタが理想値に近いが，フィルタのＣの容量がかなり大きくしなければならない。実際問題として，実験ではＬＣ振動に注意して実験を行なわなければならない問題点があった。

つぎに，ＬＣフィルタの場合はその抑制高調波に対して微少抵抗分ｒのみになり，高調波過大電流が流れないよう，ｒは極端に小さくはできない。しかしそれより低次数あるいは基本波成分は進み位相となり，その成分を大きくできるようフィルタインピダンスZ_nは小さくなるようにした。つまり負荷インピダンスの大きさZ_LとLCフィルタのインピダンスZ_n(or Z_s等）の大きさの比は負荷角δとLCインピダンスの位相角ρとの関係に独立と考えて解析を行った。その結果，フィルタ２個n＝５，s＝７だけでも力率最高96.6% Ｌ負荷でも73%とかなり改善されることが分る。さらにフィルタ多数ｎ，ｓ…＝５，７，11，13程度にすれば，まだ改善されると考えられる。

さらに，ＬＣフィルタ多数での抵抗損だが，抵抗分ｒが小さく設定できるので，そう増加しないものと考えられる。これについての数値も計算繁雑ながら求められるので次に行いたいと思っている。

最後に，チェビシェフフィルタの場合はその力率計算は困難で求められないが，出力は３ｆの殆んど正弦波に近い出力が得られる。

この解析に当り，常に御指導頂く九大工学部原田教授に，また卒論として協力された鉢山安弘・竹本正の両君にも感謝の意を表する。

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）東，姫野，高橋，“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）　　長大工研報16－26，19（昭61－１）