



# HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	電流計アクティブ・フィルタの設計基準と基礎特性
Author(s)	山地, 勝; Yamaji, Masaru; 福田, 昭治 他
Citation	北海道大學工学部研究報告, 151, 35-46
Issue Date	1990-07-30
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/42239">https://hdl.handle.net/2115/42239</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	151_35-46.pdf



## 電流形アクティブ・フィルタの 設計基準と基礎特性

山地 勝 福田 昭治

(平成 2 年 3 月 26 日受理)

### Design Criteria and Basic Characteristics of Current Source Active Filter

Masaru YAMAJI and Shoji FUKUDA

(Received March 26, 1990)

#### Abstract

Hitherto passive tuned L-R-C filters have been used for suppressing harmonic currents in power lines. They have, however, some problems : they can compensate for only tuned harmonics, and as they exhibit parallel resonance with inductances in power lines, the resonant frequency components in line currents are enlarged.

In order to solve the problems, an active filter (AF) is promising. AF operates as a current source and creates the compensation currents that are in opposite phase with currents to be eliminated, and injects them into power lines. In this manner AF can compensate for the harmonics from low order to high order continuously.

In this paper, AF using a current source inverter is described, which has the features of quick responses and high compensation frequencies in spite of its simple PWM control algorithm. Thus, an active filter system in which AF and a high-pass-filter (HPF) are combined is proposed. The system is designed in such a way that AF can compensate for low order harmonic currents while HPF compensates for high order ones to attain excellent total filter characteristics over a wide frequency range. An on-line PWM control method, and design criteria of AF and HPF are also presented. Finally, a prototype filter system is implemented and basic compensation characteristics are seen in experiments.

#### 1. ま え が き

スイッチデバイスを使用した電力変換装置は、スイッチングに起因した高調波電流を発生する。この高調波電流は電源や系統のインピーダンスと作用して電圧波形を歪ませ、同じ系統に接続された他の電気機器へ悪影響を及ぼすことがある。産業用機器はもちろん、家庭電器においても変換装置が多数使用されるようになった今日、高調波対策は重要な課題である。

従来高調波抑制には、除去したい高調波に共振点をもった、パッシブな L-R-C 同調フィルタ

が用いられてきた<sup>[1]</sup>。しかしこのフィルタには、

- (1) 予め設定された周波数の高調波しか除去できない。
- (2) 高調波だけでなく基本波電流も流れるので、その分だけ容量が大きくなる。
- (3) 高調波の発生量が増えると過負荷となり、フィルタを遮断しなければならない。
- (4) 系統リアクタンスと反共振現象をもつため、反共振点付近の高調波が拡大されることがある。

などの欠点があった。こうした同調フィルタの欠点を一挙に解決するものとして、アクティブフィルタ(AF)の研究が進められてきた<sup>[2]~[9]</sup>。AFは負荷の発生する高調波を補償するのみならず、無効電力補償装置(SVG)として動作して、電力系統の力率を改善することも可能である。

AFには電圧形<sup>[3]~[5]</sup>と電流形<sup>[6]~[9]</sup>が考えられ、それぞれ長所、短所がありどちらが優っているか意見の分かれるところである。実用化に当たっては

- (i) 高性能な電流制御アルゴリズム
- (ii) 変換器の高効率化, 大容量化

が重要であり<sup>[3]</sup>, 電流形は(i)で、電圧形は(ii)で優れている。世の動向をみると、(ii)に重点が置かれ電圧形の研究が盛んであり、実用例も多い<sup>[5]</sup>。しかし本文では、電流制御アルゴリズムが簡単で、応答性に優れ、補償電流の周波数を高くとることが期待できる電流形を対象としている。将来、超電導電力貯蔵装置(SMES)が実用化されると(ii)項も解決され、電流形が有力となるので、電流形AFも重要な研究課題であると考えられる。すでに電流形AFについていくつかの論文<sup>[6][7]</sup>が発表されているが、PWM制御方式が明らかでなかったり、電流形インバータの基礎特性、設計基準などについての検討が十分になされていなかった。筆者は、電流形インバータに適したPWM制御方式を示し<sup>[8]</sup>, その基礎特性として、周波数応答を詳細に検討するとともに、以下の問題点があることを指摘してきた<sup>[9]</sup>。

- (a) デバイスのスイッチング周波数の制限から、補償対象高調波の次数を高くすると、大容量化に不利となる。
- (b) キャリア成分除去のために挿入するキャパシタンスと電源側のインダクタンスとで、補償電流の急変時(負荷整流器の転流時など)に過渡的な振動を発生し、振動電流が電源電流に重畳される。

これらの問題点をできるだけ解決するため、本文ではアクティブフィルタと高次フィルタ(ハイパス・フィルタ, HPF)の併用システムを提案する。すなわちAFは負荷電流中の低次高調波を、HPFは高次高調波を除去するように役割分担をはかり、併せて良好な総合フィルタ特性を得ることを目指している。具体的な目標を“総合フィルタ特性のゲインを全ゆる周波数領域において10%以下にする”とした。このような目標のもとで、本文ではAF制御系の設計、電流形インバータのキャリア周波数の設計、高次フィルタの設計基準などについて述べている。最後に小容量のプロトタイプを用いた実験結果を示し、補償特性を明らかにしている。

## 2. 電流形PWMインバータ

### 2.1 PWM制御法

図1に電流形インバータの回路構成を示す。C<sub>0</sub>はスイッチSがターンオフするときの転流エネルギー処理のために必要な小形のキャパシタである。電流形インバータのPWM制御方式は、以下の2つの条件を同時に満足しなければならない。

- 1) 図1の6個のスイッチのうち、S<sub>u</sub><sup>+</sup>, S<sub>v</sub><sup>+</sup>, S<sub>w</sub><sup>+</sup>から1個、S<sub>u</sub><sup>-</sup>, S<sub>v</sub><sup>-</sup>, S<sub>w</sub><sup>-</sup>から1個が必ず

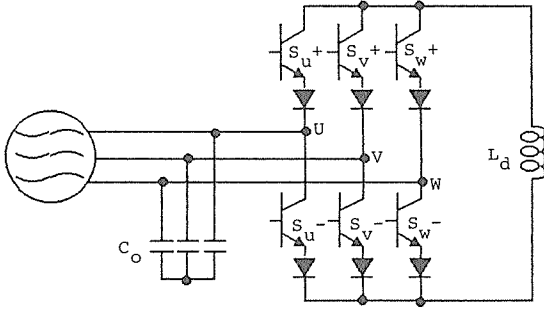


図1 電流形インバータ

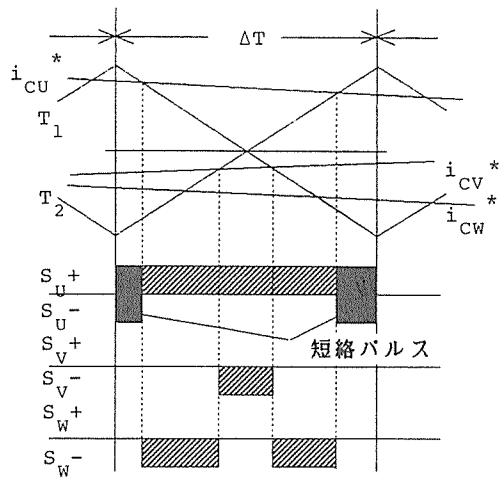


図2 PWMパルス発生法

同時にONし、直流電流の通路を確保する必要がある。

2) アクティブ・フィルタを目的としているので、インバータは補償電流指令に等しい任意波形の電流を、リアルタイムで出力できなければならない。

上記の2つの条件を満たすPWM制御方式として、以下のような方式を採用した。

図2にPWM制御法を示す。すなわち、3角波キャリアには、正側の $T_1$ と負側の $T_2$ の2種を用意する。各相の電流指令値 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ の中で正值のものは $T_1$ と、負値のものは $T_2$ と比較される。

まず3角波 $T_1$ がピーク時に、各相の指令値の大小を比較する。絶対値が最大である相(最大相)と絶対値が最小である相(最小相)を判定し、それらの符号も判別する。この大小関係は次に $T_1$ がピークになるまでの期間 $\Delta T$ の間は変化しないとみなし、固定する。ただし、 $\Delta T$ はキャリア周期で一定である。

いま、3つの電流指令値 $i_{cu}^*$ 、 $i_{cv}^*$ 、 $i_{cw}^*$ が図2に示すように

$$i_{cu}^* > 0 > i_{cv}^* > i_{cw}^*, \quad \text{かつ}$$

$$|i_{cu}^*| > |i_{cw}^*| > |i_{cv}^*|$$

とすると、最大相はu相、最小相はv相である。この場合、最大相の指令値 $i_{cu}^*$ は正であるから $T_1$ と比較され、スイッチ $S_{u+}$ は $i_{cu}^* > T_1$ の間ONとなる。最小相の $i_{cv}^*$ は負であり $T_2$ と比較され、スイッチ $S_{v-}$ は $T_2 > i_{cv}^*$ の間ONとなる。スイッチ $S_{w-}$ は $S_{u+}$ がONで $S_{v-}$ がOFFの間のみONとなる。したがって、 $S_{w-}$ は $\Delta T$ 期間に2度ONとなる。すなわち絶対値が中間であるw相は2パルス出力することになる。

次に、 $T_1 > i_{cu}^*$ の間では各相電流ともに零が要求されるので、最大相のスイッチ $S_{u+}$ と $S_{u-}$ を同時にONにして短絡状態をつくり、直流電流の通路を確保する。結果として、この $\Delta T$ なる期間において $S_{u+}$ は常にON、 $S_{v+}$ 、 $S_{w+}$ は常にOFFとなる。スイッチの平均スイッチング周波数はキャリアのその2/3倍となる。

## 2.2 特性

AFに用いられるPWMインバータは、電流指令に忠実に追従した補償電流を、瞬時に出力できなければならない。そこでこのインバータを一種の電流増幅器と見なし、増幅特性を評価する

ために周波数応答を調べてみる。すなわち、図1で直流回路に定電流源  $I_d$  を挿入し、電流指令値を正弦波としたときのインバータの出力電流を調べよう。

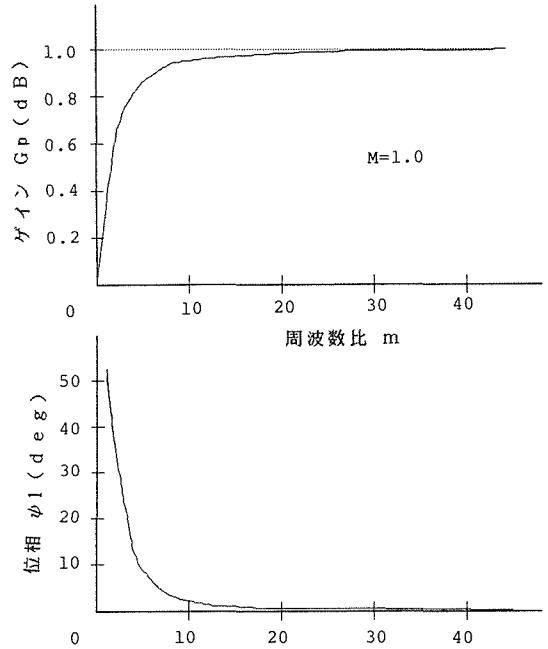
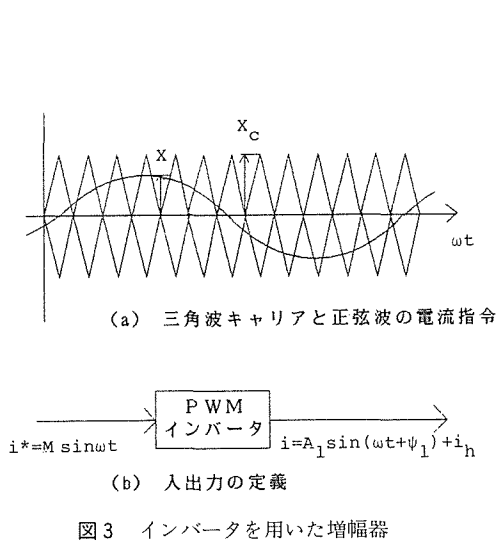
図3 (a) のようにキャリアの周波数、波高値をそれぞれ  $f_c$ ,  $X_c$ , 電流指令を純正弦波としその周波数、振幅を  $f$ ,  $X$  とする。また、変調率  $M$  と周波数比  $m$  を

$$M = X/X_c, \quad m = f_c/f \tag{1}$$

と定義する。正規化した電流指令を  $i^*$ , PWM電流を  $i$  とし

$$\begin{aligned} i &= M \sin \omega t, & \omega &= 2 \pi f \\ i &= A_1 \sin(\omega t + \psi_1) + \sum A_n \sin(n\omega t + \psi_n) \end{aligned} \tag{2}$$

$n=2,3,4\dots$



とおけば、同図 (b) のように、増幅器の入力は  $i^*$ , 出力は  $i$  となる。PWMインバータは非線形であるから、出力  $i$  に入力周波数とは異なる第2項に示す高調波 ( $n$  は高調波次数) が現れるが、とりあえずこの項は無視し、出力の基本波成分  $A_1$  と  $\psi_1$  のみを考えることにする。

図4は変調率  $M = 1$  として、周波数比  $m$  を変えたときの、PWMインバータのゲイン  $G_p = A_1/M$  と位相差  $\psi_1$  の特性を示す。これはPWMインバータのボード線図に相当する。 $G_p = 1$ ,  $\psi_1 = 0$  が理想的であるが、 $m$  小さいとゲインは小さく、位相差は大きくなる。このようにPWMインバータは一定のキャリア周波数  $f_c$  に対し、周波数比  $m$  の最小値、すなわち入力信号周波数  $f$  の最大値が存在し、この周波数を越えると増幅性能が悪化する。

次にインバータの出力PWM電流に含まれる高調波成分について調べよう。図5は  $M = 1$ ,  $m = 72$  としたときのPWM電流の周波数スペクトルである。高調波はキャリア周波数 (72次) およびその倍数付近に集中することがわかる。この不要な高調波は後述の高次フィルタを用いて除去する。

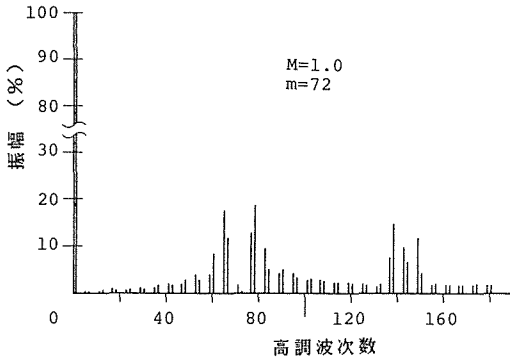


図5 インバータ出力電流スペクトル

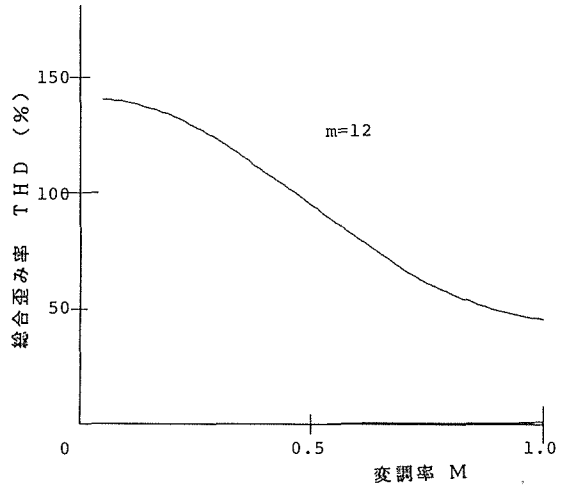


図6 総合歪み率と変調率の関係

図6は  $m=12$  として、 $M$  を変化したときのPWM電流の総合歪み率  $THD$  (20次高調波まで考慮)である。 $M$ の減少とともに $THD$ は増大する。これはキャリア付近の高調波成分が $M$ の減少とともに増えるためで、 $M$ が小さいと出力波形の歪みが増加する。従って、できる限り $M$ の大きな領域で動作させることが好ましい。すなわち、キャリアの波高値  $X_c$  は入力信号の波高値  $X$  とほぼ等しくなるように、 $X$ の大小に応じて調整することが望ましい。

### 3. アクティブフィルタ・システムの設計

#### 3.1 アクティブフィルタ

(1) 制御系 図7にAFとHPF、高調波発生源としてのサイリスタ整流器負荷によるアクティブフィルタ・システムの構成図を示す。AFは一種の電流源として動作し、負荷が発生する高調波に対し、それとは逆位相の補償電流を瞬時に演算、出力することによって、高調波を除去する装置である。従って先ず、負荷電流に含まれる高調波成分を瞬時に算出しなければならない。これには「瞬时无効電力の一般化理論」<sup>[10]</sup>を用い、フィルタ補償電流指令  $i_c^*$  をリアルタイムで演算している。詳細は文献に譲り、ここでは概要を記述するにとどめる。

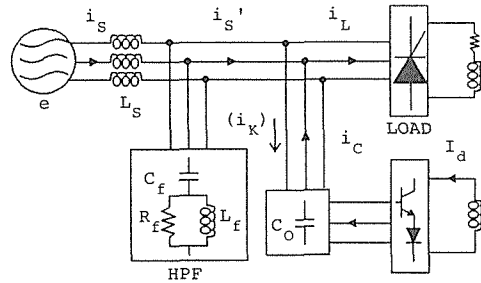


図7 アクティブフィルタ・システム

まず各相の電圧  $e$  と負荷電流  $i_L$  を  $\alpha-\beta$  座標に変換し、瞬時実電力  $p$  と瞬時虚電力  $q$  とを演算する。 $p, q$  は直流分  $\bar{p}, \bar{q}$  と交流分  $\tilde{p}, \tilde{q}$  より成っており、もし負荷電流が高調波を含まず、基本波分のみであれば、 $\bar{p}$  と  $\bar{q}$  はいずれも直流分のみとなる。もし負荷電流が高調波を含むならば、 $\bar{p}$  と  $\bar{q}$  は直流分に交流分が重畳された形となる、すなわち  $\tilde{p}$  と  $\tilde{q}$  は負荷電流の高調波に相当する。次にこの  $\bar{p}$  と  $\bar{q}$  を用いて各層の補償電流指令  $i_{LH}$  を計算する。その際、高調波のみを補償するのであれば  $\tilde{p}, \tilde{q}$  を、無効電力のみを補償するのであれば  $\bar{p}=0$  とし  $\tilde{q}$  を、両者を補償するのであれば  $\bar{p}$  と  $\tilde{q}+\tilde{q}$  を用いればよい。

実際には、AFの直流リアクトルに電流  $I_d$  を流すための損失補償電流  $i_k$  (電源電圧  $e$  と同相の

正弦波)が必要となるので、AFに与える各相の補償電流指令  $i_c^*$  はつぎのようになる。

$$\begin{vmatrix} i_{Cu}^* \\ i_{Cv}^* \\ i_{Cw}^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{Lhu} \\ i_{Lhv} \\ i_{Lhw} \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} i_{Ku}^* \\ i_{Kv}^* \\ i_{Kw}^* \end{vmatrix} \quad (3)$$

図8は能動フィルタの制御回路のブロック図である。制御回路は出力補償電流を作るためのPWM信号と、直流リアクトルを流れる直流電流を制御するためのPWM信号の両者を決める機能を有している。

まず各相の電圧  $e$  と負荷電流  $i_L$  を検出し、高調波電流指令  $i_{LH}$  を演算する。 $i_{LH}$  は、出力電流を決めるための信号となると同時に直流電流設定値  $I_d$  を決める信号ともなっている。

高調波電流の大きさにかかわらず直流電流  $I_d$  を一定に保つのが簡単であるが、高調波電流が小さくなったときにも精度を保つために、また直流回路での損失を最小化するために、高調波電流の大小に応じて直流電流の大きさを変えられるようにした。ただしアナログ回路で  $i_{LH}$  に応じた  $I_d^*$  の自動制御を行うのは困難なので、現在は手動制御としている。また三角波キャリアの振幅は、 $I_d^*$  に一致するよう自動制御している。

$I_d^*$  とフィードバックされた実際の電流  $I_d$  との偏差は電流制御器に入る。その出力は相電圧と同位相の正弦波信号(損失補償電流  $i_k$ )に変換された後、高調波電流指令と重ね合わされる。その合成信号(補償電流指令  $i_c^*$ )と三角波キャリア信号が比較され、インバータのPWM信号がつくられる。

(2) キャリア周波数 まえがきで述べたように、本方式ではAFとHPFを併用し、AFは低次の高調波を、HPFは高次の高調波を除去するように設計し、総合的なフィルタ性能を高めることを目指している。先ずAFの補償する高調波次数の上限を50 Hz 系統で13次(650 Hz)と指定する。

図4に示したように、周波数比  $m$  が小さいとAFのゲイン  $G_p$  と位相  $\psi_1$  特性が理想的でなくなり、不完全な補償となる。いま補償すべき電流(補償電流指令)を波高値 "1" の正弦波としよう。しかし実際には波高値  $J_m$  の電流が補償されずに残ることになる、この  $J_m$  を電流残存率と呼ぶことにする。 $J_m$  は一種の評価指数で小さいほどAFの性能は良好であり、次のように表される。

$$J_m = \sqrt{\{(1 - G_p \cos \psi_1)^2 + (G_p \sin \psi_1)^2\}} \quad (4)$$

$J_m$  と  $m$  の関係を図9に示す。ここで残存率の上限を20%と指定すれば、周波数比  $m =$

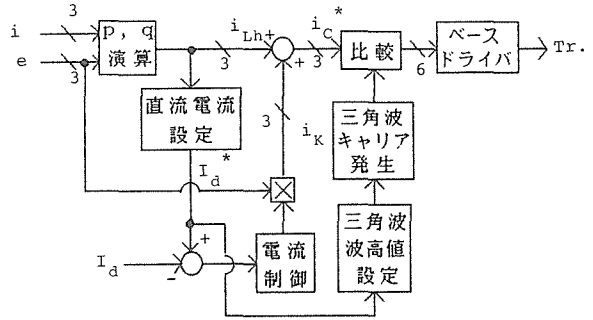


図8 アクティブフィルタの制御ブロック図

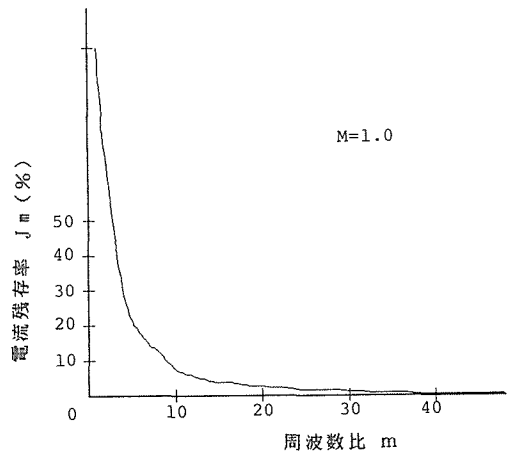


図9 アクティブフィルタの電流残存率と周波数比の関係

6を得る。従って、キャリア周波数  $f_c$  は

$$f_c = 6 \times 13 \times 50 = 3,900 \text{ Hz} \tag{5}$$

と決定できる。スイッチ・デバイスの平均スイッチング周波数は  $f_c$  の  $2/3$  倍で、 $2.6 \text{ kHz}$  となる。なお  $I_m = 20\%$  は不十分と考えられるかもしれないが、後述のようにHPFでさらに減少を図ることになる。

### 3.2 高次フィルタ

高次フィルタHPFには図10に示すような2次のハイパス・フィルタを用いた。HPFはAFの補償範囲を越えた13次以上の高調波と、AFの出力に含まれている不要なキャリア周波数成分を除去するのが目的である。 $C_f$ ,  $L_f$ ,  $R_f$ がフィルタの構成要素で、 $L_s$ と $R_s$ は電源の等価インピーダンスを表している。

(1) フィルタの共振周波数 このフィルタは  $C_f$  と  $L_f$  とで決まる共振周波数  $f_r$  より高い周波数に対して、ハイパス特性を示す。 $f_r$  を  $650 \text{ Hz}$  (13次) とすれば次式を得る。

$$f_r = 650 = 1 / (2\pi\sqrt{L_f C_f}) \tag{6}$$

$f_r$  を13次に決めたことにより、13次高調波は少なくとも50%程度除去できる。すでにAFによっ

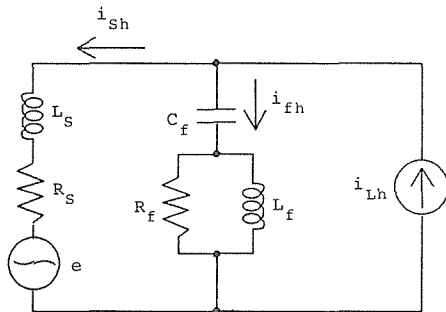


図10 高次フィルタの簡易等価回路

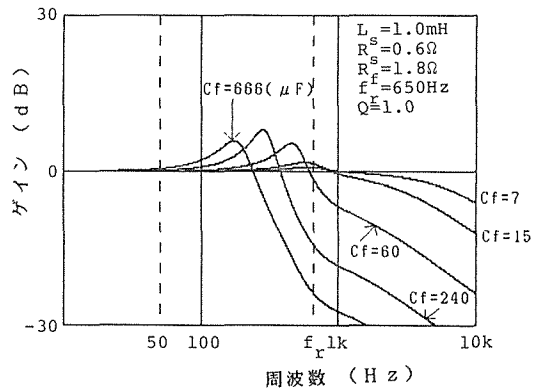


図11 キャパシタンスを変えたときの高次フィルタ電流伝達ゲイン特性

て80%消去されるので、総合的に見て13次高調波の90%以上の消去が期待できることになる。

(2)  $C_f$  と  $L_f$  次に  $f_r$  を一定として、 $C_f$ ,  $L_f$  の分配を考える。図10においてHPFによる電流伝達ゲイン  $G_T$  を

$$G_T = |i_{sh}| / |i_{Lh}| \tag{7}$$

と定義すれば、一般に  $C_f$  を大きくすると

- (i) 図11のように高周波領域における減衰特性は良好になる。
- (ii)  $L_s + L_f$  と  $C_f$  による反共振周波数が低周波域に移動し、低周波域での振幅拡大現象  $\dots |i_{sh}| > |i_{Lh}|$  となる…が現れる。しかしAFの補償特性は低周波領域で良好なので問題とはならない。また
- (iii) 基本波の進相無効電力が  $C_f$  に比例して増大する。負荷は通常遅相の無効電力をとるから、両者の完全な相殺がおこれば理想的である。しかし、進相無効電力が多過ぎればそれ自身がAFの負荷となり、AFの容量増加につながる。

次に、 $C_f$  を小さくすれば

- (i) 高周波領域における減衰特性が悪くなり、キャリア成分が  $i_{sh}$  中に顕著に残るようになる。また
- (ii) 反共振周波数が共振周波数  $f_r$  に近すぎ、 $f_r$  近傍周波数の拡大現象をおこす。A F の特性は  $f_r$  付近ではあまりよくないので好ましくない。しかし
- (iii) 進相の無効電力は少なくすむ。

このようにキャパシタンス  $C_f$  は大き過ぎても、小さ過ぎても不都合が生じるので、補償対象とする負荷の特性に応じて設計することになる。本文では前述のように、“A F と H P F による総合フィルタ特性のゲインを全ゆる周波数領域において 10% 以下にすること”を目的とした。そこで総合のゲイン—周波数特性において、ゲインが 10% 以上になる面積を評価指数  $S_G$  とした。

$S_G$  は図 12 に示すように  $C_f$  が小さくなると急激に増加する。これは  $C_f$  が小さいと反共振による振幅拡大現象が  $f_r$  近傍において現れるためで、A F は  $f_r$  を越えるとフィルタ作用を失うので  $S_G$  は急速に悪化することになる。そこで図より  $C_f=100\mu F$  が適当と判断した、従って  $L_f=0.6mH$  となる。

- (3)  $R_f$  評価指数  $S_G$  と共振の鋭さ  $Q=R_f/2\pi f_r L_r$  との関係をは図 13 に示す。  $Q$  が小さ過ぎ

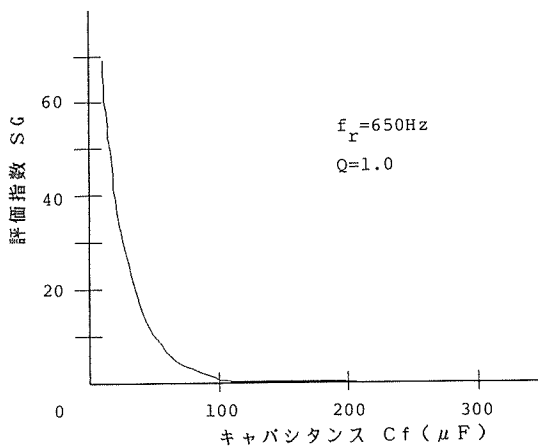


図12 フィルタキャパシタンスによる評価指数の変化

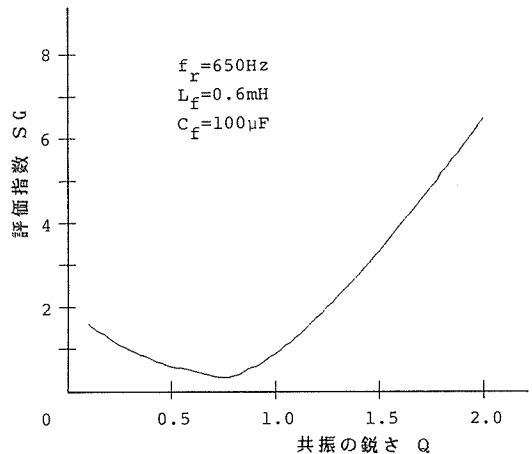


図13 共振の鋭さによる評価指数の変化

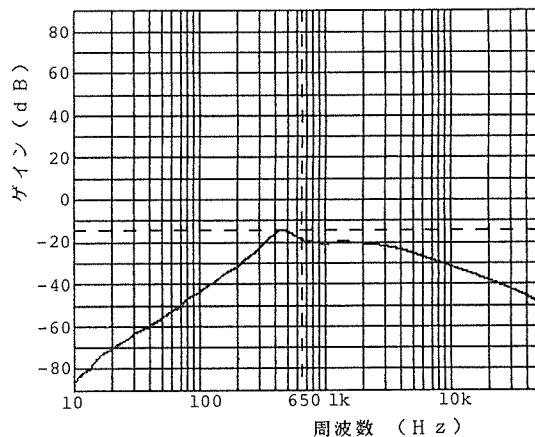


図14 アクティブフィルタと高次フィルタ併用時における総合周波数特性

ると  $C$  のみで構成される H P F となり、反共振による振幅拡大現象が強く現れ、大き過ぎると単なる同調フィルタになってしまう。これより  $Q=0.7$ 、従って  $R_f=1.72 \Omega$  が適当であることがわかった。

以上の設計により、A F と H P F の併用システムの総合周波数特性は図 14 となった。

### 3・3 直流リアクトル

高調波電流を完全に補償しようとする、直流リアクトル電流  $I_d$  が脈動する。これは、負荷の瞬時実電力の交流分  $p$  によるエネルギー  $\Delta W_p$  が負荷と補償装置を往復し、リアクトルの蓄積エネルギーが増減するためである。リアクトル電流の脈動率を  $\varepsilon$  とし、リアクトル電流が  $(1-\varepsilon)I_d$  から  $(1+\varepsilon)I_d$  に変化するとすれば、リアクトルの蓄積エネルギーの変化  $\Delta W_L$  は

$$\begin{aligned}\Delta W_L &= 1/2 L_d I_d^2 \{ (1+\varepsilon)^2 - (1-\varepsilon)^2 \} \\ &= 2 \varepsilon L_d I_d^2 = \Delta W_p \quad [J]\end{aligned}\quad (8)$$

となる。従ってリアクトルのインダクタンスは

$$L_d = \Delta W_p / (2 \varepsilon I_d^2) \quad (9)$$

として、求められる。負荷のサイリスタ整流器が、制御角  $\alpha=0$  のときの負荷直流電圧を 50 V、負荷直流電流 5 A、A F の直流電流  $I_d=3$  A として、電源電圧を固定したまま制御角  $\alpha$  を変化したときの必要とされるリアクトルの容量の変化を図 15 に示す。ただし脈動率  $\varepsilon=5\%$  とした。この結果から、 $L_d=100$  [mH] と決めた。

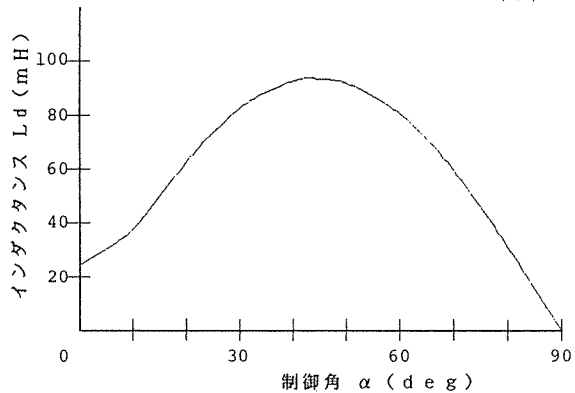


図15 負荷制御角と直流リアクトルのインダクタンスとの関係

なお、 $C_0$  は A F の転流エネルギー処理のための小形のキャパシタで、A F 入力端の電圧リップルを抑える効果がある。実験により  $C_0=2$  [ $\mu F$ ] とした。

## 4. 実験結果

ここでは試作したアクティブフィルタ・システムの実験結果を示し、その補償特性を明らかにする。

(1) 高調波電流の補償 3相ダイオードブリッジ整流回路を負荷としたときの補償結果を示す。A F の直流電流は  $I_d=3.2$  A であった。図 16 は負荷電流  $i_L$ 、補償電流指令値  $i_c^*$  および補償電流  $i_c$  の実測波形であり、 $i_c$  は未だパルス状である。図 17 (a) は相電圧  $e$ 、負荷電流  $i_L$  と電源電流  $i_s$  の実測波形である。 $i_L$  が矩形波状であるのに対し、 $i_s$  はほぼ正弦波となっている。 $i_c$  に含まれるキャリア周波数成分は H P F によってほぼ除去される。 $i_L$ 、 $i_s$  の周波数スペクトルを同図 (b) に示す。これより  $i_L$  に含まれている 5、7、11、13 次などの高調波が、 $i_s$  では除去されていることがわかる。総合歪み率 THD (ただし、F F T アナライザの関係で 20 次高調波まで考慮) は負荷電流の 21.5% に対し、電源電流は 3.0% に改善された。

(2) 高調波および無効電力補償 A F は負荷が発生する高調波電流のみならず、基本波無効電力をも補償し、電源から見た負荷力率を 1 とすることができる。図 18 は 3 相サイリスタブリッジを負荷としたときの  $e$ 、 $i_s$ 、 $i_L$  の実測波形で、制御遅れ角  $\alpha=60^\circ$ 、A F の直流電流は  $I_d=2.8$

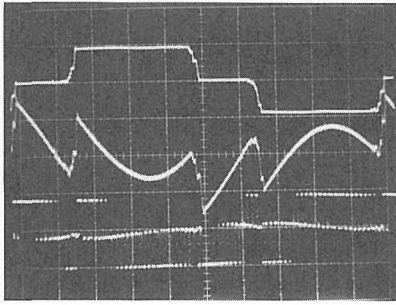


図16 ダイオードブリッジ負荷の場合、負荷電流  $i_{LU}$  (上5A/div)、補償電流指令  $i_{CU}^*$  (中2.5A/div)、補償電流  $i_{CU}$  (下2.5A/div) 2 ms/div

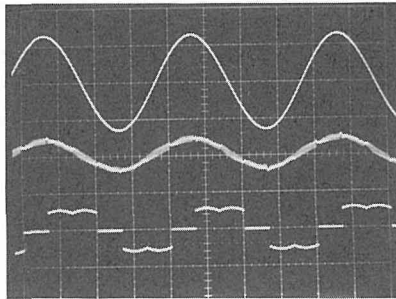


図18 サイリスタブリッジ負荷の場合  $\alpha=60^\circ$ 、相電圧  $e_u$  (上)、電源電流  $i_{SU}$  (中5 A/div)、負荷電流  $i_{LU}$  (下5 A/div) 5 ms/div

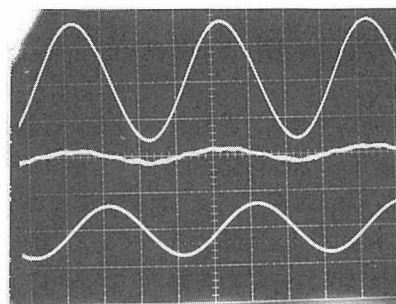


図19 R-L線形負荷の場合  $\phi=72.5^\circ$ 、相電圧  $e_u$  (上)、電源電流  $i_{SU}$  (中5 A/div)、負荷電流  $i_{LU}$  (下5 A/div) 5 ms/div

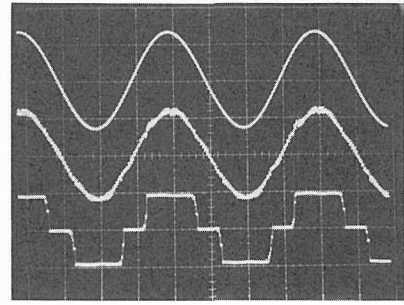


図17 (a)相電圧  $e_u$  (上)、電源電流  $i_{SU}$  (中5 A/div)、負荷電流  $i_{LU}$  (下5A/div) 5 ms/div

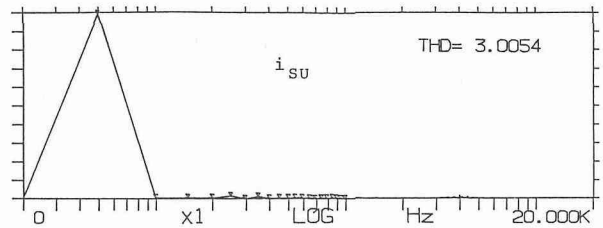
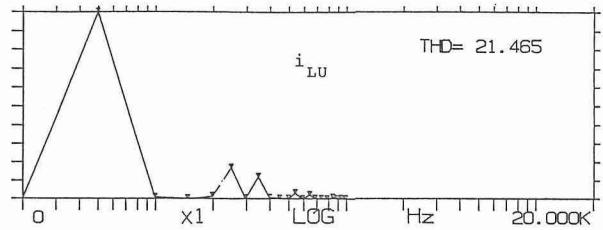


図17 (b)  $i_{SU}$  と  $i_{LU}$  とのスペクトル

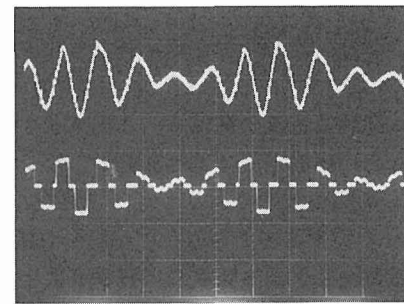


図20 サイリスタブリッジ負荷の過渡時における高調波補償、電源電流  $i_{SU}$  (上 5A/div)、負荷電流  $i_{LU}$  (下 5A/div) 20ms/div

Aであった。負荷電流中の高調波、無効電流ともに補償され、電源電流  $i_s$  は相電圧と同位相のほぼ正弦波となっている。 $THD$ は  $i_L$  が 30.0%、 $i_s$  は 4.8%であった。

(3) 無効電力補償 図 19 に線形の  $R-L$  負荷の無効電力補償結果を示す。負荷力率角は  $72.5^\circ$  であった。電源からみた力率は 1 となり、 $i_L$  に対し  $i_s$  の振幅は約  $1/3$  に減少した。

(4) 過渡時における高調波電流の補償 3相サイリスタブリッジ整流回路の制御角  $\alpha$  を  $0^\circ$  から  $90^\circ$  まで連続的に変化させたときの、A Fの高調波補償特性を調べた。直流電流  $I_d=3.4$  A であり、実測結果を図 20 に示す。このような過渡状態でも、A Fは負荷電流中の高調波を補償し、電源電流はほぼ正弦波状となった。

## 5. む す び

本論文では電流形PWMインバータを用いたアクティブ・フィルタとパッシブな高次フィルタを併用したアクティブ・フィルタ・システムについて、そのPWM制御法、設計基準、補償特性を中心に述べた。提案するPWM制御法によれば、アクティブ・フィルタの電流制御アルゴリズムは極めて簡単であり、この点は電圧形に比べて非常に優れていると言える。しかし運転効率の点で、電流形では常にフィルタの直流リアクトルに電流を流す必要があるから損失が多く、電圧形に劣ると言われている。この欠点は本文で指摘したように、補償電流の大小に応じて直流電流を調整すればある程度カバーできるものと考えられる。さらに将来、超電導電力貯蔵装置(SMES)が実用化されれば、SMESを用いた無効電力補償装置(SVC)、高調波抑制装置、さらにはパワーコンデショナとして、電流形は極めて有望となる。このような観点から電流形A Fの研究も重要であると考えている。

実用レベルで言えば、数MVA規模のアクティブ・フィルタが必要となろう。試作装置は極めて容量不足であり、今後より大きな容量での実験が必要である。これより、電流形アクティブ・フィルタの多重化が重要な技術になると考えている。

## 謝辞

実験装置を製作して基礎データを提供され、また種々貴重な御助言を賜った、伊東知氏(現在、日立研究所第十部勤務)に感謝いたします。

## 参考文献

- [1] 山崎・室谷・大西「電力系統の高調波と交流フィルタ」日新電機技報, Vol. 20, No. 1 (1975)
- [2] 「無効電力・高調波対策のための電力変換技術」電気学会技術報告(II部)(昭54-4)
- [3] 赤木・阿藤・難波江・阿部・黒田・長谷川「多重電圧形PWM変換器を用いた高調波抑制用アクティブフィルタ」電学論B, 105, 573(昭60-7)
- [4] 赤木・阿藤・難波江「直列多重電圧形PWM変換器を用いた電力用能動フィルタの補償特性」電学論B, 106, 563(昭61-7)
- [5] 竹田・池田・寺本・黒岩・副島・大森「アクティブフィルタを適用した高調波補償装置」三菱電機技報, Vol. 61, No. 7, 555(1987)
- [6] 八木・住谷・清水・速水・中村・野村「能動形高調波抑制装置」明電時報, 164, 16(1982-3)
- [7] 仲澤・小林・速水「電流形変換回路による高調波抑制装置の設計基準」SPC-83-38(1983)
- [8] 伊東・福田「電流形アクティブ・フィルタのPWM制御法と基本特性」昭和63年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, No. 67, 301
- [9] 山地・福田・伊東「電流形変換器を用いた電力用能動フィルタの基礎特性」平成元年電気学会産業応用部門全国大会全国大会講演論文集, No. 74, 307
- [10] 赤木・金沢・藤田・難波江「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」電学論B, 103, 483(昭58-7)

- [11] 伊東知「電流形アクティブ・フィルタの制御方式と基本特性」平成元年度電気工学専攻修士論文
- [12] 山地勝「電流形アクティブ・フィルタの設計基準と基礎特性」平成2年度電気工学専攻修士論文