

アクティブフィルタの DSP を用いた高速電流制御

泉 勝 弘*・小 畑 雅 照**
 辻 峰 男*・小 山 純*
 山 田 英 二*・中 村 道 昭***

High Speed Current Control for Active Filter with DSP

by

Katsuhiro IZUMI*, Masateru OBATA**, Mineo TSUJI*,
 Jun OYAMA*, Eiji YAMADA* and Michiaki NAKAMURA***

This paper presents a reducing method of higher harmonic currents using an active filter at an ac side of condenser input type three-phase diode bridge rectifier. The principle of the active filter is to cancel higher harmonic currents contained in load current by injecting reversed phase harmonic currents into the voltage source side. The three-phase PWM converter is connected in parallel to rectifier as an active filter.

The high speed current control strategy of PWM converter and active filter is treated. Control circuit is composed of DSP (TMS320C30). The calculated results approximately agree with the experimental values.

1. ま え が き

近年、電力用半導体素子の発達によりパワーエレクトロニクスの発展はめざましいものがあり、半導体電力変換装置の使用台数、総容量は増加の一途をたどっている。しかし、半導体電力変換装置が普及するにともない新たな問題も現れつつある¹⁾。

電力用半導体素子はその動作原理上波形歪みを生じ、力率の悪化、高調波電流の発生をともなう²⁾。例えば、インバータや UPS の電源として使用される一般的なコンデンサインプット形のダイオード整流回路は、パルス状の電源電流が流れるため、電源力率は 0.65~0.75 である。力率の悪化は効率の低下を招き、高調波電流は系統内の機器にさまざまな悪影響を与える。このため、従来から高調波電流の対策が考えられてきたが、完全な解決には至っていない。

しかし現在、新しい原理の抑制機器が電力用半導体素子の発達によって開発されつつある。それは従来の LC フィルタなどとは違い、電力用半導体のスイッチング作用により高調波を補償しようとするものである。このアクティブフィルタは高調波電流、無効電流、逆相電流などの障害電流を検出し、これと逆位相の電流を発生させてこれを相殺したり、あるいは等価インピーダンスを制御して障害電流を除去する半導体電力変換装置である。原理的に瞬時電力を自由に制御するものであるから、本来の高調波電流抑制だけにとどまらず、無効および有効電力の補償、過渡的な電力変動の補償、反共振の抑制なども可能である^{3),4)}。

本論文では、電源総合力率 1 で正弦波電源電流かつ直流電圧一定のアクティブフィルタの制御を目指し、DSP を用いた高速な制御系を構成し、制御系のシミュ

平成6年4月28日受理

* 電気情報工学科 (Dept. of Electrical Engineering and Computer Science)

** 電気情報工学専攻 (Graduate Student, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science)

*** 九州電力株式会社 (Kyushyu Electric Power Co.)

レーションおよび実験を行う。また、これをアクティブフィルタに 응용し、その有効性を示す。

2. アクティブフィルタ

2. 1 原理

アクティブフィルタの原理は、負荷電流に含まれる高調波成分を検出し、それとは逆位相の電流を発生させて、系統に注入することにより高調波電流をキャンセルしようというものである³⁾。

Fig. 1 にアクティブフィルタの原理図を示す。これは、負荷電流 i_L に含まれる高調波電流および無効電力を打ち消すような補償電流 i_c を注入し、電源電流 i_s を正弦波で力率 1 にしようとするものである。

Fig. 2 に Fig. 1 の高調波に対する等価回路を示す。ここで、高調波発生源は電流源 \dot{I}_{Lh} と仮定し、さらにアクティブフィルタは補償電流 \dot{I}_c を注入する電流源としている。高調波の検出には、

1. 負荷電流検出方式
2. 電源電流検出方式
3. 電圧検出方式

がある³⁾。

負荷電流検出方式は、負荷電流に含まれる高調波 \dot{I}_{Lh} をアクティブフィルタの補償電流 \dot{I}_c として

$$\dot{I}_c = \dot{I}_{Lh} \quad (1)$$

で与え、電源電流の高調波電流 \dot{I}_{sh} を零にしようとするものである。これは系統インピーダンス Z_s の影響をうけにくい、上位系統に高調波電圧 \dot{V}_{sh} が存在する場合には、受電点の高調波電圧 \dot{V}_h を零にすることはできない。

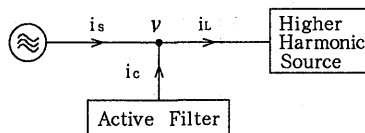


Fig. 1 Principle of active filter.

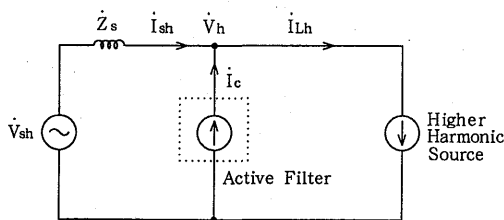


Fig. 2 Equivalent circuit for harmonic components.

電源電流検出方式は、電源電流に含まれる高調波電流 \dot{I}_{sh} を検出してフィードバックゲイン K で \dot{I}_c を与えるものである。

$$\dot{I}_c = K \cdot \dot{I}_{sh} \quad (2)$$

これは不特定多数の高調波電流を一括して補償しようとする場合に適している。

電圧検出方式は、 \dot{V}_h を検出してフィードバックし、ゲイン K で増幅して補償電流 \dot{I}_c を与えるものである。

$$\dot{I}_c = K \cdot \dot{V}_h \quad (3)$$

これは \dot{V}_h を零 ($K = \infty$) にできるが、上位系統に \dot{V}_{sh} が存在する場合には、 \dot{I}_{sh} を零にすることはできず、 \dot{V}_{sh}/Z_s の高調波電流が上位系統からアクティブフィルタに流入する。したがって、系統が強い場合にはわずかの \dot{V}_h が存在したとしても、アクティブフィルタの容量が大幅に増加するという問題点がある。

2. 2 電流制御系

Fig. 3 に三相電圧形 PWM コンバータを用いたアクティブフィルタの主回路構成を示す。通常のコンバータ制御では、コンバータ入力電流 i_u, i_v, i_w は力率 1 の正弦波に制御されるが、電力系統から考えると電源の総合力率が 1 であることが望ましいので、電源電流 i_{su}, i_{sv}, i_{sw} を力率 1 の正弦波にする方法について考える。したがって、Fig. 4 に示すように電源は負荷へ有効電流のみを供給し、負荷の無効電流および高調波電流はコンバータより供給する。ここでコンバータ入力電流の指令値を与える場合、電源角速度に同期した d-q 座標系で考える。

アクティブフィルタでは d-q 変換された負荷電流 i_{Ld} の交流成分と i_{Lq} を補償することになる。 i_{Ld} は $1/T_2 \sim 1/T_1$ の、 i_{Lq} は $0 \sim 1/T_1$ の周波数成分をそれぞれ

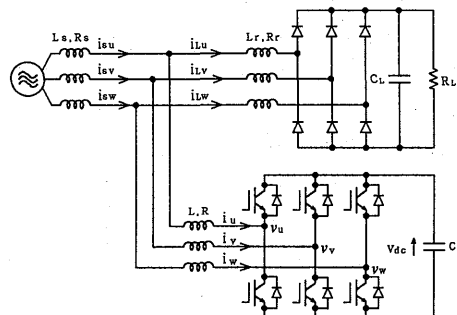


Fig. 3 Main circuit configuration of active filter.

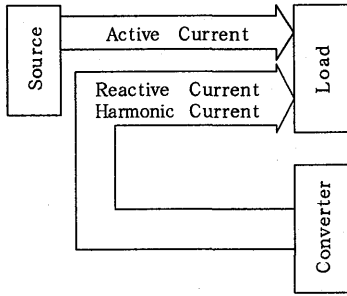


Fig. 4 Ideal current compensation.

通過させるフィルタを通すことで、補償すべき電流成分 i_{Lhd} , i_{Lhq} を次式で計算する。

$$i_{Lhd}(s) = \frac{T_2 s}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} i_{Ld}(s) \quad (4)$$

$$i_{Lhq}(s) = \frac{1}{1 + T_1 s} i_{Lq}(s) \quad (5)$$

一方、有効電流 i_{rfd} の指令値は直流電圧誤差にPI演算を施すことによって次式で得られる。

$$i_{rfd} = K_{vp} \left\{ V_{dc}^* - V_{dc} + \frac{1}{T_{vi}} \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \right\} \quad (6)$$

したがって、コンバータ入力の指令電流 i^* は(4)式の電流から(6)式の電流を差し引いて次式のように与えられる。

$$i^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{rfd} - i_{Lhd} \\ -i_{Lhq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

コンバータの電圧指令値 v^* は電流誤差にPI演算を施すことによって次式で得られる。

$$v^* = K_{iv} \left\{ i^* - i + \frac{1}{T_{ii}} \int (i^* - i) dt \right\} \quad (8)$$

この v^* に相当したPWMパターンを与えることによって電流制御が実施される。

3. 三相電圧形PWMコンバータの数式モデル

電源電圧を e_u, e_v, e_w , コンバータ側の電圧を v_u, v_v, v_w , 入力電流を i_u, i_v, i_w とすると、次式が成り立つ⁵⁾。

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = (R + Lp) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (9)$$

ただし、 p は微分演算子、 L は三相電源とコンバータ間

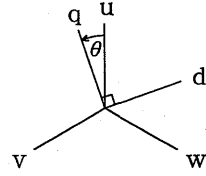


Fig. 5 d-q axis.

に挿入されたインダクタンス、 R はその巻線抵抗である。

ここで、電源は線間電圧実効値を E , 電源角周波数を ω の平衡三相電圧であるとすると、電源電圧は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (10)$$

ただし、 $\theta = \omega t + \theta_0$

Fig. 5 に示すような、 θ で回転する d-q 座標系を考える。(9), (10) 式を d-q 軸量に変換すると⁶⁾,

$$\dot{e} = Ri + Lp i + j\omega Li + v \quad (11)$$

$$\dot{e} = E \quad (12)$$

ただし、 $\dot{e} = e_d + je_q, v = v_d + jv_q, i = i_d + ji_q$

となり、電源電圧は d 軸方向で大きさが電源線間電圧の実効値 E に等しいベクトルとなる。(11) 式より次式が得られる⁷⁾。

$$p i = -\frac{R}{L} i - j\omega i + \frac{1}{L} (\dot{e} - v) \quad (13)$$

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} E - v_d \\ -v_q \end{bmatrix} \quad (14)$$

三相電流と d-q 軸電流の関係は

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (15)$$

で与えられる。ここで、電流の q 軸成分は無効分を表すので、制御の目的を $i_q = 0$ とすることにより次式を得る。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_d \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (16)$$

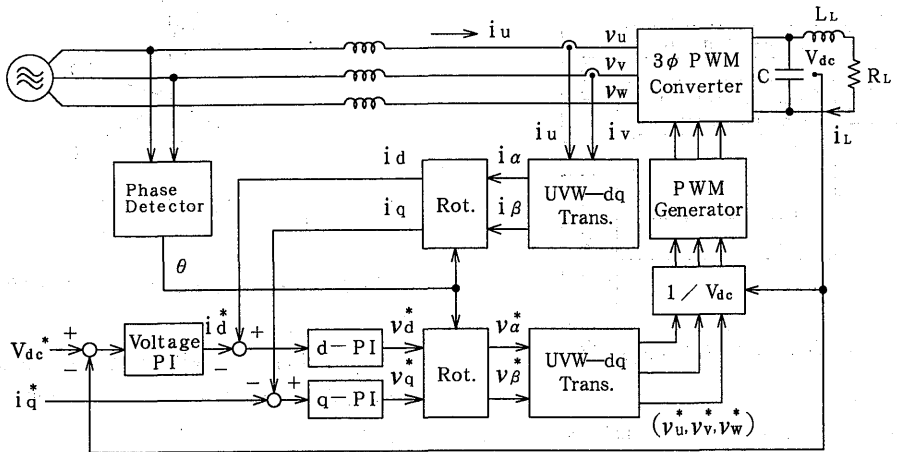


Fig. 6 Block diagram of voltage source PWM converter.

(10)式と比較すると、電圧と電流には位相差がなく、
 力率1が達成できる。

コンバータでの損失が無いとき、コンバータ瞬時出力電力 p_c は

$$p_c = R_e(\overline{v_i}) \quad (17)$$

であり、出力直流電圧を v_{dc} 、負荷電流を i_L とすれば、

$$p_c = v_{dc}(i_L + C \dot{v}_{dc}) \quad (18)$$

と表せるので、出力直流電圧は、次式により表現できる。

$$p_{dc} = \frac{v_d i_d + v_q i_q}{C v_{dc}} - \frac{i_L}{C} \quad (19)$$

4. コンバータのシミュレーション

制御周期を $260.5 \mu\text{sec}$ 、電源の線間電圧実効値 $E = 85\text{V}$ 、電源周波数 60Hz として三相電圧形 PWM コンバータのシミュレーションを行った。この制御ブロック図を Fig. 6 に示す。

Fig. 7 は PI 制御でコンバータを制御し、出力電圧指令を 150 から 200V にステップ状に変化させた時の応答を示したものである。出力電圧は約 50ms で出力電圧指令値に追従していることがわかる。また、 d 軸、 q 軸の電流もステップが入ると変化が見られるが、約 50ms で d 軸電流は一定値、 q 軸電流は 0A となっている。また、入力電流は直流電圧が変化しても正弦波状の波形が得られ、電源電圧と位相差がなく力率が 1 に保たれている。

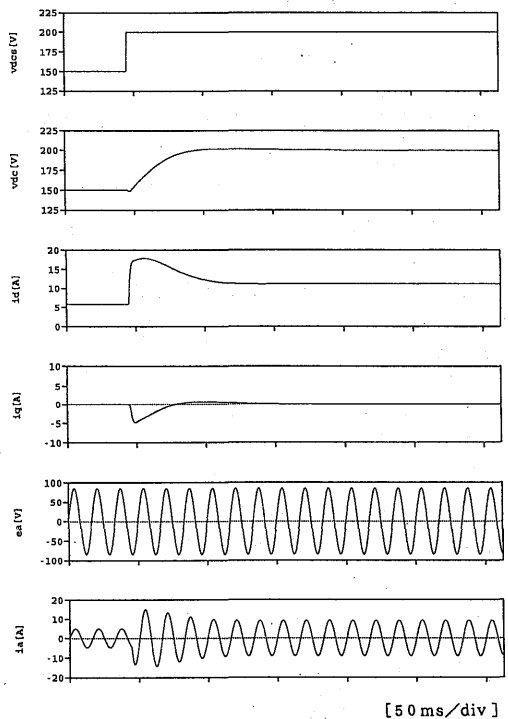


Fig. 7 Simulation results.

5. 実験結果

アクティブフィルタの電流制御システムに DSP を用いた構成図を Fig. 8 に示す。このシステムでは、ホストコンピュータの PC-9801Vm の CPU をメインプロセッサとし、システムの主回路であるコンバータのスイッチング素子には IGBT (三菱 PM75RHA060) を使用している。制御回路は DSP (T.I 社製 TMS-320C30) を中心に構成し、検出器として電源位相を検

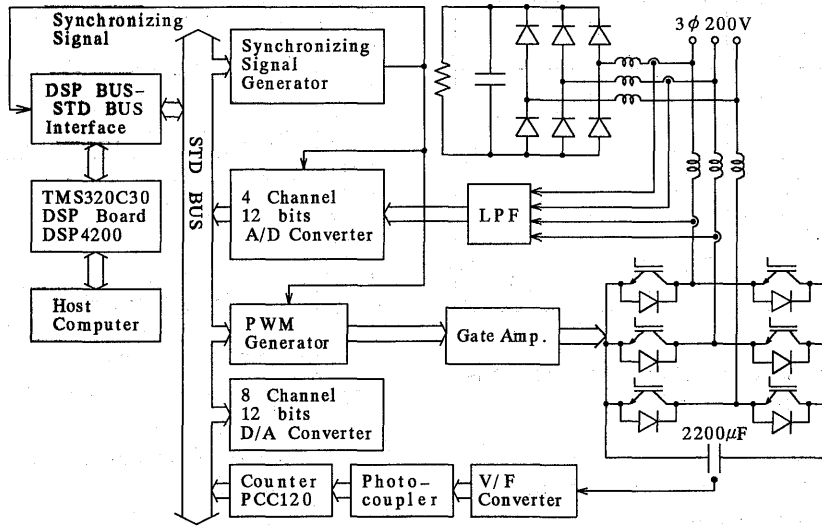


Fig. 8 System configuration of active filter.

出する位相検出回路，コンバータへの入力電流を検出する電流検出回路，およびコンバータの出力電圧を検出する直流電圧検出回路で構成されている。DSPではこれらの検出値をもとにPI演算をし，この演算した値をPWMパターン発生回路に送る。この回路からのPWM信号により，ゲートドライブ回路を通してIGBTをスイッチングする。

以上のようにシステムを構成することにより，これまでの制御システムと大きく違って全過程がデジタル量で行われ，ソフトウェア化することができる。

これによりソフトウェア上で定数等を変更でき，制御方法の変更が容易にできる。

5. 1 三相電圧形PWMコンバータ

制御対象には，定格220V，100Wの電球負荷10個を並列に接続している。電球負荷には，流れる電流によって抵抗値が非線形に変化する特性がある。

また，電源電圧 e_{uv} は85V，平滑リアクトル L は10mH，出力側のコンデンサの容量は2200 μ F，制御周期 T は260.5 μ sの条件で実験を行った。

Fig. 9 と Fig. 10 は，直流電圧指令値 v_{dc}^* を150V から200V にステップ応答させた時の d, q 軸電流 i_d, i_q の応答波形と電源電圧 e_{uv} と相電流 i_u の応答波形を示す。出力電圧 v_{dc} は約40msで直流電圧指令値に追従していることがわかる。また， d, q 軸電流もステップが入ると変化が見られるが，約50msで d 軸電流は一定値， q 軸電流は0Aとなっている。相電流は直流電圧が

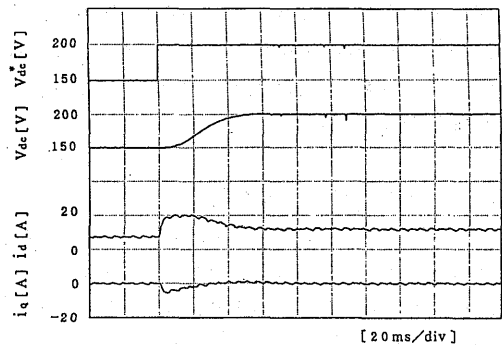


Fig. 9 Step response waveforms of d-q axis current.

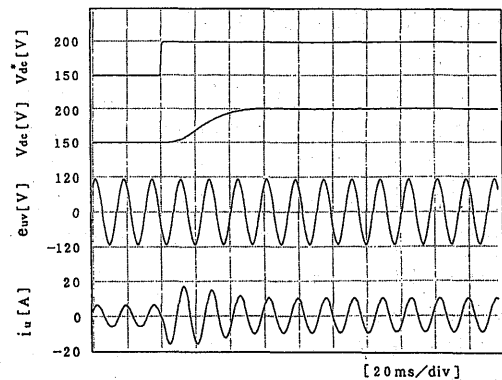


Fig. 10 Step response waveforms of three-phase voltage and current.

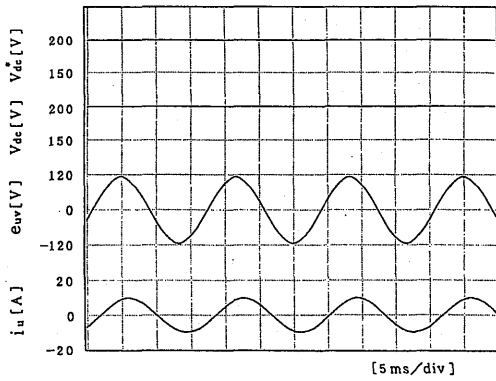


Fig. 11 Steady-state waveforms of three-phase voltage and current.

変化しても正弦波状の波形が得られ、電源電圧と位相差がなく、力率が1に保たれている。

Fig. 11 は、コンバータの定常状態時の直流電圧指令値 v_{dc}^* 、出力電圧応答 v_{dc} および電源電圧 e_{uv} 、コンバータ入力電流 i_u の波形を示している。

直流電圧指令値は200Vとしている。出力電圧は、出力電圧指令値に従って200Vで一定である。また、電源電圧と入力電流は30度の位相差であり、かつ正弦波状の波形となっている。

5. 2 アクティブフィルタ

アクティブフィルタを動作させる前に、電流補償の実験を行った。負荷電流 i_L を検出してくるのではなく、d 軸高調波電流 i_{Lhd} の代わりに1.5A 相当の矩形波を電圧 PI 演算の出力に外乱として加え、q 軸電流 i_{Lhq} を 0A とした時の応答を確認した。三相電源電圧は100V、平滑リアクトル L は10mH、三相電圧形 PWM コンバータ出力側のコンデンサ容量は2200 μ F、制御周期 T は260.5 μ s、直流電圧指令値 V_{dc}^* は200V で実験を行った。

Fig. 12 はこの時の d-q 軸外乱 i_{Lhd} 、 i_{Lhq} 、d-q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* および d-q 軸補償電流 i_d 、 i_q の波形である。d 軸補償電流は電流指令値に追従しているが、電流指令値に対して立ち上がりで約0.5ms、立ち下がり約1.5msの遅れが生じている。また、q 軸補償電流はほぼ 0A であるが矩形波の立ち上がり、立ち下がり振動している。

Fig. 13 は外乱と補償電流を三相量で表したときの応答波形である。補償電流 i_u 、 i_w は外乱 i_{Lhu} 、 i_{Lhw} を打ち消すような逆相の電流となっている。しかし、外乱と補償電流の間に約 1 ms のズレが生じている。

Fig. 14 は直流電圧指令値 v_{dc}^* を180V から200V に

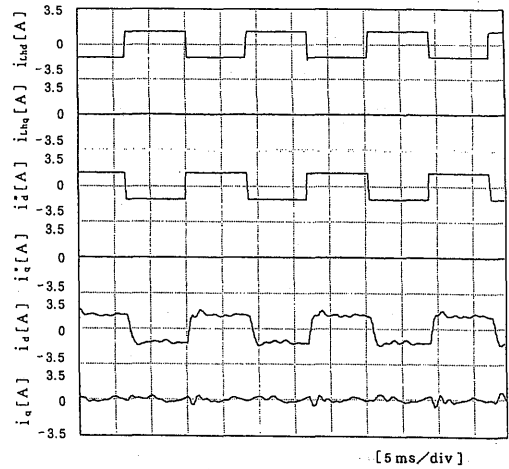


Fig. 12 Response waveforms of d-q axis current to disturbance.

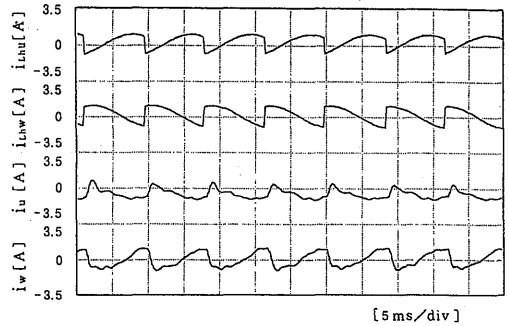


Fig. 13 Response waveforms of three-phase current to disturbance.

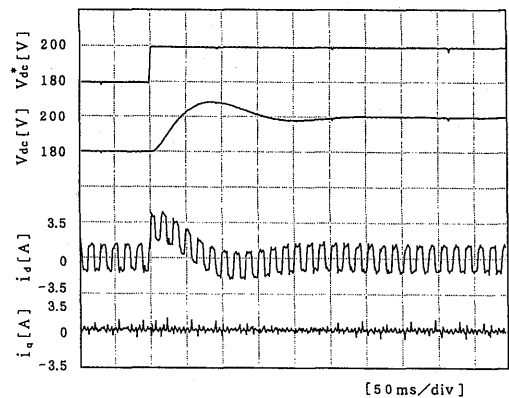


Fig. 14 Experimental step response waveforms.

ステップさせた時の直流電圧 v_{dc} 、d 軸補償電流 i_d 、q 軸補償電流 i_q の応答波形である。直流電圧応答は約50ms で直流電圧指令値に追従し、直流電圧制御も実現

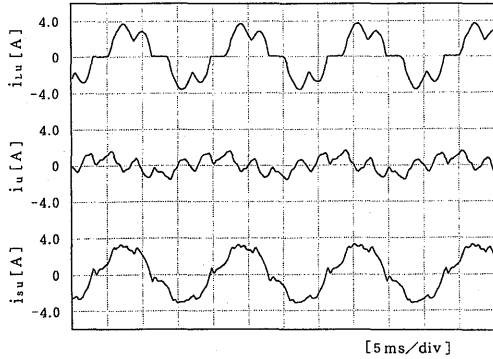


Fig. 15 Experimental current waveforms.

することができた。

次に、アクティブフィルタを実際に動作させた時の各部の応答波形を示す。制御対象には、三相電圧形PWMコンバータと並列にコンデンサ入力形三相ダイオードブリッジを高調波発生源として接続している。

三相ダイオードブリッジには、定格220V、100Wの電球負荷を10個接続している。また、三相電源電圧は50V、平滑リアクトルLは10mH、ダイオードブリッジと三相電圧形PWMコンバータ出力側のコンデンサ容量は2200 μ F、制御周期Tは260.5 μ sで実験を行った。制御プログラムはDSPアセンブラで作成され、制御演算時間と入出力時間の和は73.0 μ sであった。

Fig. 15は、アクティブフィルタを動作させた時の i_{Lu} と i_u および電源電流 i_{su} の波形である。 i_u は i_{Lu} の高調波成分と逆相の電流となっていて、 i_{su} の高調波成分は補償される。しかし、アクティブフィルタの出力部は10mHのリアクトルを使用しているため、位相のズレが生じ、 i_{su} は正弦波交流になっていない。

6. あとがき

本論文では、力率1で正弦波交流電流かつ直流電圧一定の三相電圧形PWMコンバータの制御および電源総合力率1で正弦波電源電流かつ直流電圧一定のアクティブフィルタを、DSPを用いた制御系で構成した。

三相電圧形PWMコンバータ制御においては、力率1で正弦波交流電流かつ直流電圧一定の結果が得られた。また、過渡時においては高速電流制御性を失うことなく、定常時の電流波形を改善でき、電圧指令に対する応答も通常のPI制御で約40msと高速応答も実現できた。

アクティブフィルタにおいては、直流電圧一定のも

とで、負荷電流の高調波成分とは逆相の補償電流が得られ、電源電流が正弦波交流に近づくことを確認した。また、遅れは制御周期の2倍程度であり、高速電流制御が達成できた。

参考文献

- 1) 大西・山内：「電源瞬時電力脈動低減方式アクティブフィルタ」, 電学論D, 111, 921 (平3-11)
- 2) S. K. Biswas, B. Basak & M. M. Swamy: "A Three-Phase Half-Controlled Rectifier with Pulse Width Modulation", IEEE Trans. on IE, 38, 121 (1991)
- 3) 電力用アクティブフィルタ調査専門委員会：「電力用アクティブフィルタ技術」, オーム社, (1990)
- 4) 彭・木幡・赤木：「並列形アクティブフィルタと直列形アクティブフィルタの補償特性の検討」, 電学論D, 113, 33 (平5-1)
- 5) 竹下・岩崎・松井：「三相PWMコンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法」, 電学論D, 107, 1339 (昭和62-11)
- 6) 辻・山田・小山・泉：「三相誘導機の2軸理論の応用」, 長崎大学工学部研究報告, 14, 22 (昭和59-1)
- 7) 山田・辻・泉・福島・小山：「DSPを用いた電圧形コンバータ系の高速制御の一方法」, 平5電気関係学会九支連大, No. 405