

## ヒステリシス制御による高調波電流の抑制と力率改善 (2)

井村 榮仁

### Suppression of Harmonic Current and Advancement of Power Factor Using Hysteresis Control (2)

Shigeji IMURA

近年、高調波電流の抑制と力率改善を一括して実現する方式が検討されている。<sup>(1)~(3)</sup> 本論文では、ヒステリシスコンパレータを用いた高力率コンバータの良好な電流追従性を利用し、上記の目的を達成している。

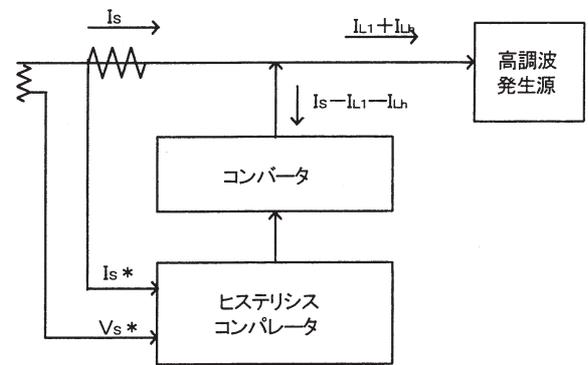
この場合、主回路構成や制御回路・方法は極めて簡単にできる。今回、本方式の問題点である直流側電圧の上昇を抑え、交流入力電流の振幅に依存せず、直流側電圧を必要な値に制御することができた。この結果、本コンバータの良好な電流追従性を保ちつつ、動作の安定性も向上した。基本構想は、直流側抵抗を一定とするのではなく、その等価抵抗値を入力電流の振幅に反比例するよう制御している。いくつかの実験結果が示されている。

#### 1 まえがき

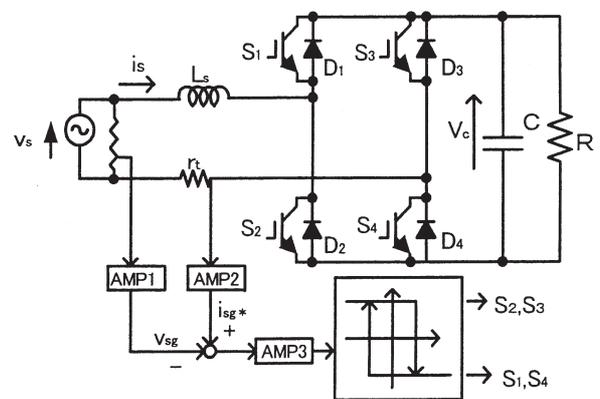
半導体電力変換装置の普及に伴い、家庭から流出する高調波電流や無効電力が増加している。上述のように高調波電流の抑制と力率改善に関し、これらを一括して実現するための研究報告がなされている。

筆者等も、先にヒステリシスコンパレータを用いたコンバータが優れた電流追従性を有していることに着目し、一括制御が可能であることを示した。図1 (a)にその基本構成のブロック図を掲げる。また、コンバータ部の回路構成を同図 (b) に示す。図1 (a)の特徴は次のとおりである。単に、電源電圧を分圧した信号  $V_s^*$  を取り込み、これに電源電流  $I_s^*$  を追従させる。したがって、高調波発生源の電流を検出する必要がない。当然、高調波発生源の高調波電流信号も不要である。この点が、従来のアクティブフィルタ単独の制御方式とは異なる。

また、主回路および制御回路の構成が非常に簡単である。筆者等の前回の報告<sup>(4)</sup>では、図1 (a)の一括制御方式について (1) 高調波電流の補償、(2) 基本波力率の改善、が可能であることを述べた。問題点としては、図1 (b)のコンバータ動作において、入力交流電流の基本波振幅が増加すると、原理的にその直流側電圧



(a) 一括制御方式



(b) コンバータ部

図1 電流償装置の概念

が上昇する。これは、後述するようにコンバータを構成するIGBTの耐圧に悪影響を及ぼすので、何らかの対策を講じなければならない。

2 電流補償装置

本章では、図1 (b) のコンバータが、良好な追従性を持つための条件について述べ、次いで交流入力電流基本波振幅増に伴う、直流側電圧 $V_c$ の過度の上昇を防止する方策について検討する。以下に示すように、同図の抵抗 $R$ と直列にスイッチを設けて、その等価抵抗値 $R'$ を可変にすれば、交流入力電流基本波成分の振幅の大きさにかかわらず、 $V_c$ の値を一定にできる。なお、以下の議論において、入力電圧を $v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ 、入力電流を $i_s = \sqrt{2} I_s \sin (\omega t - \theta)$ と置いている。

また、今回は実験結果を省略しているが、図1 (a) の一括制御方式の概念について再掲している。

2-1 ヒステリシスコンバータの電流追従性と制御法

図1 (b) のコンバータが良好な電流追従性を確保できるためには、少なくとも直流電圧 $V_c$ が、

$$V_c \geq \sqrt{2} V_s \quad \dots\dots\dots (1)$$

の条件を満足しなければならない。文献(4)に述べたように、例えば $v_s > 0$ の場合、入力電流 $i_s$ の増加モードと減少モードがあり、それぞれ図2 (a)、(b)に対応する。同図(b)において、電流 $i_s$ が確実に減少するためには、

$$L_s (di_s/dt) = v_s - V_c < 0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

でなければならない。したがってこれが $v_s > 0$ の期間にわたり成立するためには、式(1)が絶対条件になる。

一方、同図(a)では、 $v_s > 0$ であることから、

$$L_s (di_s/dt) = v_s + V_c > 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

が常に満足されているので、 $i_s$ は確実に増加する。

こうして、制御回路のヒステリシスコンパレータの作用と相まって、 $i_s$ は $v_{sg}$ に忠実に追従する。

次に、 $V_c$ の値は本コンバータの力率が1かつ無損失と仮定すれば、

$$V_c = \sqrt{V_s I_s R} \quad \dots\dots\dots (4)$$

となる。ここで、 $V_s$ および $R$ を一定とすると $V_c$ は $I_s$ の平方根に比例して増加してゆく。電流増加モードの終了時、IGBTには $v_s + V_c$ の電圧が加わる。最大では、 $V_c + \sqrt{2} V_s$ の大きな電圧である。

また、 $V_s$ 、 $I_s$ が一定の場合、関係(1)を書き直すと次の関係を得る。

$$R \geq 2 V_s / I_s \quad \dots\dots\dots (5)$$

この式の意味するところは、 $I_s$ の最小値に対し式(5)を満たす $R$ を設定しておけば、それより大きい $I_s$ については自然に式(5)が成立するので、 $I_s$ を増加させても追従性はくずれないことになる。ただし、上述したように、直流電圧が上昇してゆくの素子の耐圧等の問題が生ずる。

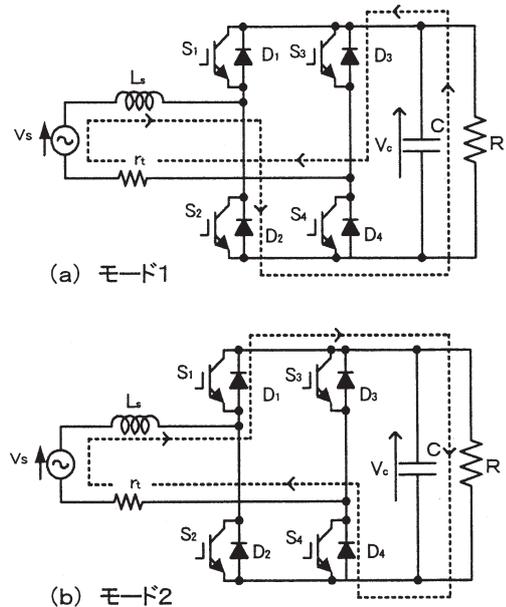


図2 動作モード ( $v_s > 0$ の場合)

2-2 直流側電圧の制御

式(1)したがって式(5)を成立させ、かつ $V_c$ を一定に保つには、式(4)より $R$ を $I_s$ に反比例させて変化すればよい。具体的な制御回路の構成は次章で述べる。以下その原理について説明する。

コンバータの定格電流を $I_n$  (A)、式(5)を満足する抵抗 $R_n$  ( $\Omega$ )をとり、これは以後一定に保つ。また、 $I_n$ に対しては $\alpha = 1$ とする。さて、コンバータは理想的動作しているものとして入出力の関係を求めると、

$$V_s I_n = V_c^2 / R_n \quad \dots\dots\dots (6)$$

となる。次に、入力電流が $I$ となったとき $R_n$ をデューティ比 $\alpha$ でオンした場合の等価抵抗を $R'$ とする。 $R'$ により、直流側電圧が不変に保たれたとすると、今度は

$$V_s I = V_c^2 / R' \quad \dots\dots\dots (7)$$

が成立する。式(6)、(7)を用いて

$$I / I_n = R_n / R' \quad \dots\dots\dots (8)$$

直流側ではさらに次の関係がある。

$$V_c^2 / R' = \alpha (V_c^2 / R_n) \quad \dots\dots\dots (9)$$

結局、以上より

$$I = \alpha I_n, R' = R_n / \alpha \quad \dots\dots\dots (10)$$

このように、直流側電圧 $V_c$ を入力電流基本波成分の

大きさに無関係に一定に保つには、直流側抵抗をデューティ比  $\alpha$  でスイッチングすると同時に、基本波電流成分の大きさを定格電流の  $\alpha$  倍に制御すればよい。

2-3 一括制御方式

次に、図1(a)の一括制御方式について説明する。前項で説明したように、昇圧条件を満たせばヒステリシスコンパレータの追従性は保証されるので、この前提のもとに任意波形の電流が出力できると仮定する。図1において、高調波発生源の基本波成分のベクトル表示を  $I_{L1}$ 、高調波成分を  $I_{Lh}$  とする。図のようにコンバータを接続し、入力電流  $I_s$  を電源電圧  $v_s$  に追従させることができれば、高調波の抑制と高力率化とが同時に達成できたことになる。そのとき、図示のとおりコンバータ発生電流は、その基本波成分が  $I_s - I_{L1}$  であって、高調波成分は  $-I_{Lh}$  に等しくなる。ところで、負荷の基本波電流成分の力率は1であるとは限らない。したがって、この際コンバータが取り込む基本波電流成分の位相は電圧  $v_s$  とは異なってくる(図3参照)。故に、図1(a)のシステムが期待どおりの機能を発揮するためには、このコンバータが(1)任意力率の基本波電流を発生できること、(2)任意の高調波電流を発生できることおよび(3)任意力率の基本波と高調波の合成電流を発生できることという性能を持たねばならない。

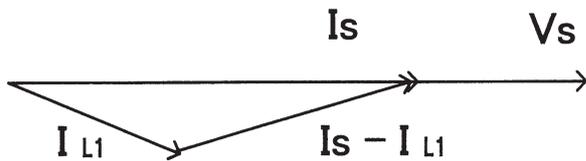


図3 一括制御時の電流

3 実験

前章で述べた直流電圧を一定に制御するためのコンバータを構成し、基本特性を検証する。ただし、今回、一括制御実験は行っていない。新しく考案したコンバータ主回路を図4に示す。直流側電圧の上昇を抑制したことにより安定性が増し、電源電圧50Vで行った前回の結果を含み、100Vでの実験結果も提示してある。

以下の実験結果において、電源電圧の実効値を  $V_s$ 、電源電圧を分圧して得た信号を  $v_{sg}$  とする。  $v_{sg}$  の実効値を  $V_{sg}$  として  $V_{sg} = 1$  (v) に  $I_s = 1$  (A) が対応するように設定した。つまり、図4において  $r = 0.1$  ( $\Omega$ ) としAMPにより10倍の電圧信号  $i_s^*$  に変換する。

3-1 コンバータ主回路の構成

既述のように、抵抗Rの等価抵抗をスイッチ  $S_5$  により制御する。スイッチング素子には、IGBTモジュールを用いた。この回路の動作モードは、スイッチ  $S_5$  が所定の周期でオン・オフを繰り返すほかは、図1(b)のコンバータと同じになる。今回の実験では、 $S_5$  のオン・オフ周波数を1kHzに設定した。また、表1に主回路の諸元を掲げる。

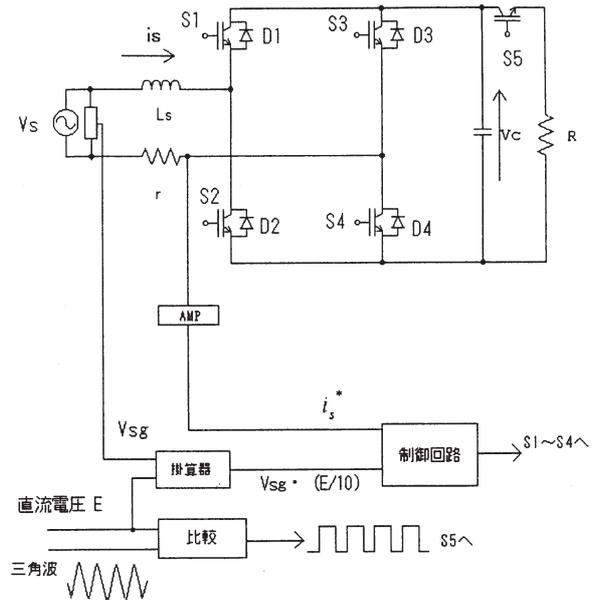


図4 直流側電圧一定制御コンバータ

表1 コンバータの諸元

名称	記号	値
IGBT	$S_1 \sim S_5$	600V, 20A
リアクトル	L	10A, 2~20mH
コンデンサ	C	400WV, 0~400 $\mu$ F
抵抗1	R	3kW, 0~120 $\Omega$
抵抗2	r	0.1 $\Omega$ , 10W

3-2 制御回路の構成と実験結果

図5に制御回路部の基本構成を掲げる。基本波信号用変圧器(100v/6.3v)を用いて、電源電圧と同相の信号  $v_{sg}$  を生成する。必要があれば、この信号に任意の高調波成分を加えて信号  $v^*$  を作り、これにコンバータ電流を追従させる。  $v^*$  は10Vppの正弦波となるよう

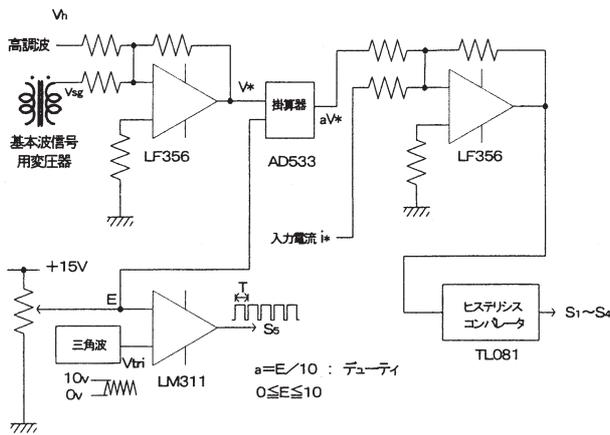


図5 制御回路の構成

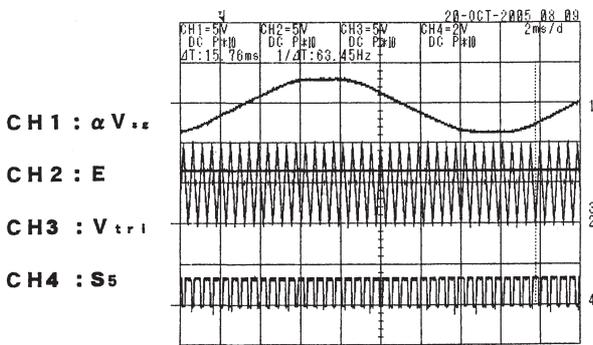


図6 制御回路の動作波形

調整している。また、通常の動作では  $v_h = 0$  とする。

直流可変電圧  $E$  と  $v^*$  をアナログデバイス (AD533) で掛け算し、 $\alpha$  倍した信号  $\alpha v^*$  を発生させる。ここで、掛け算器の設定より  $\alpha = E / 10$  となる。一方、主回路の電流検出抵抗  $r$  より検出した電流信号を  $i^*$  とする。入力交流電流  $i_s = 1$  (A) [波高値または実効値] に  $i^* = 1$  (V) が対応するように設定している。つぎに、 $\alpha v^*$  と  $i^*$  の差を適当なヒステリシス電圧幅  $V_H$  を有するヒステリシスコンパレータに入力し、主回路のスイッチング素子  $S_1 \sim S_4$  への制御信号を生成する。これに対し、波高値 10 V の三角波を 0 V ~ 10 V で発生させ、これと  $E$  との比較によりデューティ比  $\alpha$  ( $= E / 10$ ) のパルス信号を得る。これが  $S_5$  への制御信号となる。最後に、ドライバー回路を通じて、各 IGBT に印加する。

上記で説明した  $\alpha v^*$ 、 $E$ 、三角波およびパルス信号の実測波形を図6に示す。

### 3-3 等価抵抗の実験

図4の抵抗  $R$  に直列スイッチ  $S_5$  を接続し、これに電圧を加えて等価抵抗の算定を行う。直流電源電圧 100 V、 $R = 100 \Omega$  とし、デューティ比  $\alpha$  で  $S_5$  をオン・オフする。この結果を表2に、またこれをグラフで表

し、図7に示してある。等価抵抗  $R'$  は、 $R' = R / \alpha$  より求め、これをもとに計算した電流値が右欄の数値である。

また、左欄の数値は実測による電流値であり、計算値と比べると、若干の誤差が生じている。これは、 $\alpha$  の計測誤差と思われる。これらの結果から、ここで示した方法により等価抵抗の制御が可能である。

### 3-4 追従性と直流側電圧制御実験

以上の基礎実験により、スイッチ  $S_5$  を付加した図4のコンバータの追従性と直流側電圧の制御実験を行った。

表2 等価抵抗の制御実験

(電圧: 100 V、 $R = 100 \Omega$ )

$\alpha$	Rに流れる電流 (A)	$R'$ ( $\Omega$ ) $= R / \alpha$	計算による電流 (A)
0.945	0.90	105.8	0.945
0.787	0.74	127.1	0.787
0.667	0.61	150.0	0.667
0.541	0.49	184.8	0.541
0.419	0.38	238.7	0.419
0.315	0.28	317.5	0.315
0.167	0.15	598.8	0.167
0.051	0.04	196.1	0.051

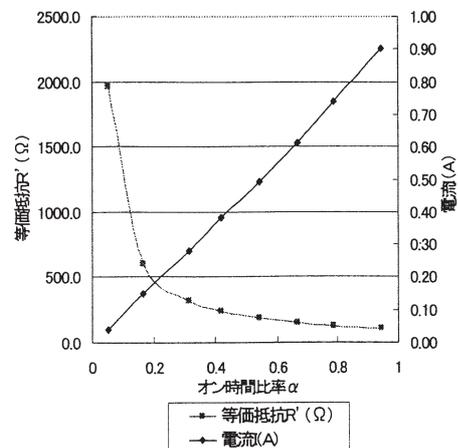
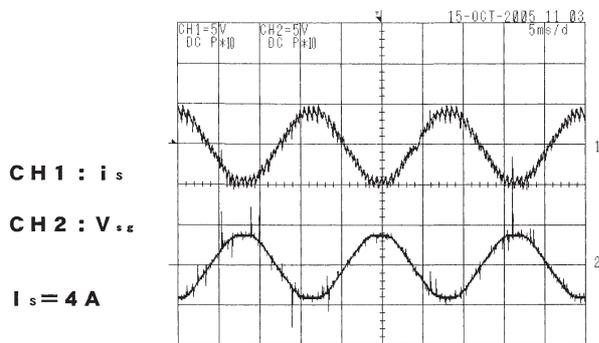


図7 等価抵抗の算定

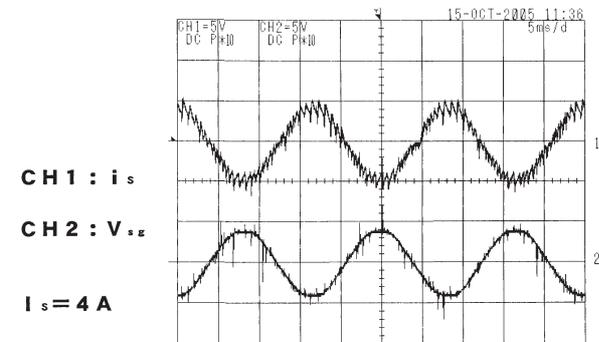
実験方法はつぎのとおりである。電源電圧100V、交流入力電流波高値を5Aとした場合、条件式(5)を満たす抵抗Rの値を決める。一例として、ここでは $R=60\Omega$ に設定した。このとき、デューティ比 $\alpha=1$ の状態にある。制御回路の直流可変電圧Eを調節する、ポテンシオメータにより、 $\alpha$ を小さい値から1まで変化させる。

### 3-4-1 追従性実験 I

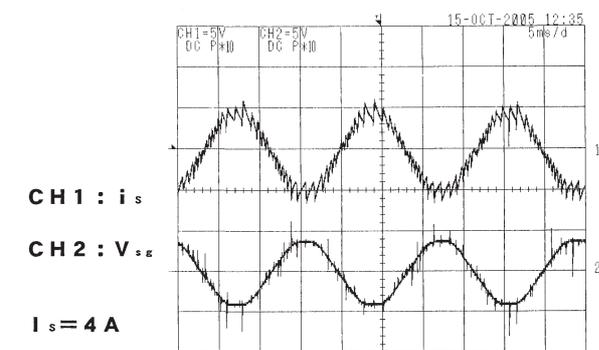
さて、 $V_s$ が100Vより小さい範囲では $\alpha=1$ に対し、同一の入力電流に関し式(5)が満たされるので、追従性が保たれる。図8(a)、(b)および(c)は、



(a)  $V_s = 50V$



(b)  $V_s = 75V$



(c)  $V_s = 100V$

図8 追従性の交流入力電圧依存性

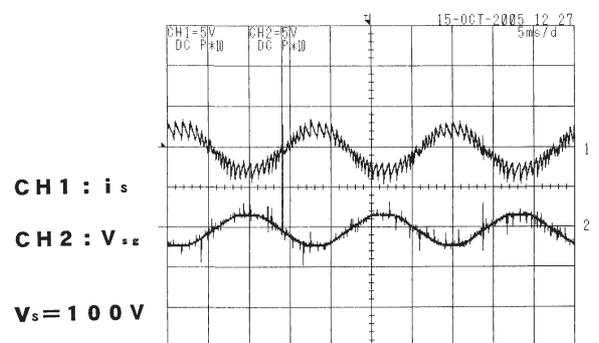
$V_s$ を50V、75Vおよび100Vとした場合の追従性を確認した実験波形である。いずれも、 $I_s$ の振幅を4Aとして動作させた。良好な追従性が得られている。

### 3-4-2 追従性実験 II

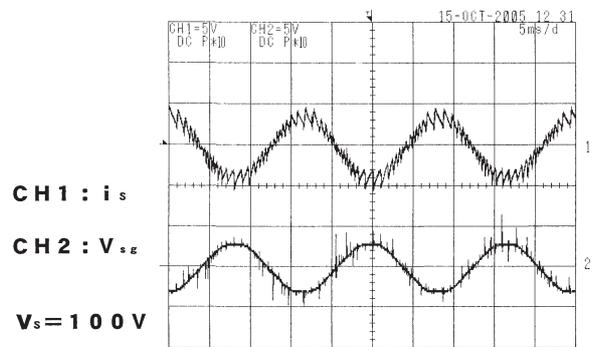
図9(a)、(b)および(c)は、 $V_s=100V$ 、 $I_s$ の波高値を2A、3Aおよび4.5Aとした追従性の実験結果である。

### 3-4-3 直流側電圧の制御実験

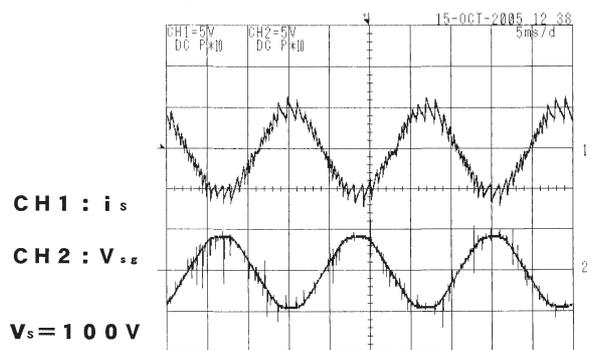
ここでは、 $I_s$ を増加させた場合の直流側電圧 $V_c$ の値について、図1(b)のコンバータと図4のそれとの



(a)  $I_s = 2A$



(b)  $I_s = 3A$



(c)  $I_s = 4.5A$

図9 追従性の交流入力電流依存性

比較を行う。まず、前者のコンバータに関する実験結果を図10に掲げる。同図は入力電圧を  $V_s = 50\text{ v}$ 、 $75\text{ v}$ として、 $I_s = 2\text{ A} \sim 4.5\text{ A}$ の範囲で変化させた場合の  $V_c$ の様子を示す。式(4)で示したように明らかに  $I_s$ の増加とともに  $V_s$ の上昇が認められる。

一方、後者に関する実験結果は、図11に示されている。ここでは、 $V_s = 50\text{ v}$ 、 $75\text{ v}$ および  $100\text{ v}$ とし、 $I_s$ を上記同様増加する。 $I_s$ の増加に対し  $V_c$ はほぼ一定に保たれており、コンバータ動作は安定する。

このように、等価抵抗  $R'$ の効果により、 $V_c$ が一定に維持できるため  $I_s$ の任意の値に対しても追従性が保たれている。ちなみに、高調波電流成分を含んだ信号波形に対する追従性を図12(a)、(b)掲げる。

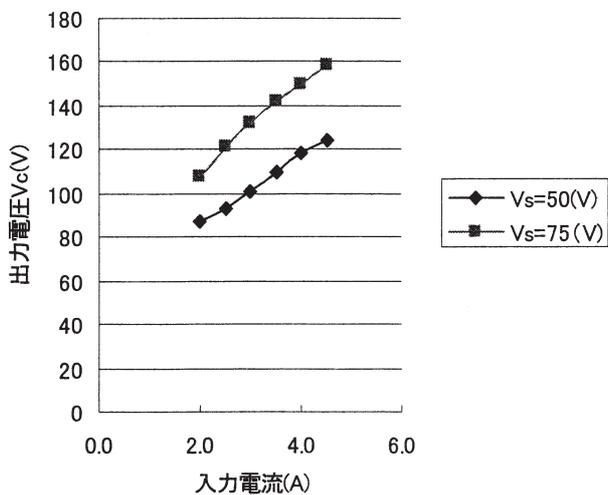


図10 図1(b)の直流側電圧

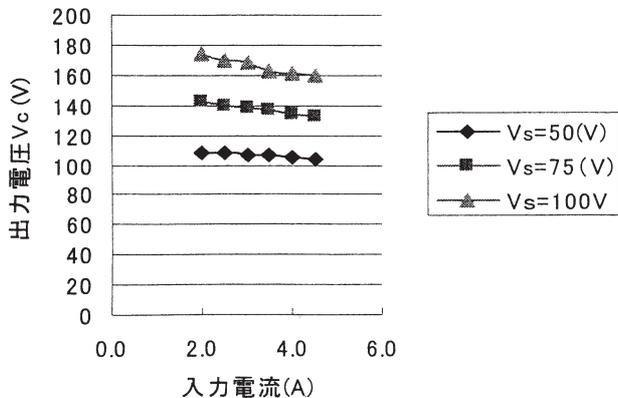
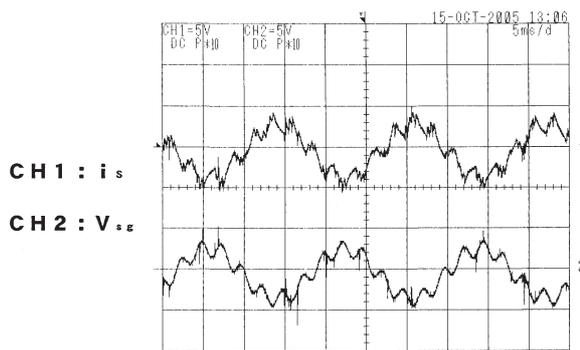
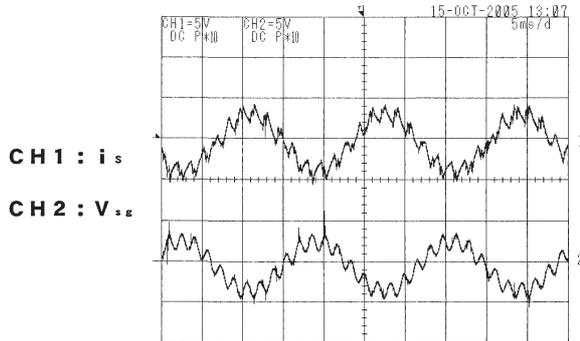


図11 図4の直流側電圧



(a) 第5次高調波の発生



(b) 第11次高調波の発生

図12 追従性の実験例

#### 4 あとがき

追従性を損なうことなく、直流側電圧の制御が可能になった。この結果、コンバータ動作の安定性が向上した。一方、問題点として、今回提示したすべての波形に認められるように、本回路では電流増加モードにおいて入力交流電流の立ち上がりが大きい。残された課題として、直流側電圧  $V_c$ を分圧して電流増加モードで使用するなどの検討が必要になる。

#### 参考文献

- (1)掛布、林：「PWMコンバータを付加したアクティブフィルタの制御法」、H17電学全大論文集、4-161
- (2)村岡他：「高調波成分の検出不要なアクティブフィルタ(第3報)」、H16電気学会全国大会論文集、4-148
- (3)林：「PWMコンバータを付加したアクティブフィルタの制御法」、H16電気学会全国大会論文集、4-151
- (4)井村：「ヒステリシス制御による高調波電流の抑制と力率改善」奈良工業高等専門学校研究紀要、第40号、P13-18