

ヒステリシス制御による高調波電流の抑制と力率改善

井村 榮仁

Suppression of Harmonic Current and Advancement of Power Factor Using Hysteresis Control

Shigeji IMURA

高調波電流による高調波障害の低減やエネルギー事情の問題から、電力変換制御装置の高力率化の研究がなされている。従来、それぞれの研究報告はおおむね単独で行われてきたが、最近では高調波電流の抑制と装置の高力率化とを一括して達成しようという動きがある。その場合主回路構成や制御回路・方法が、複雑となることが懸念される。そこで本報告では、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、良好な電流追従性という長所を生かし、きわめて簡単な回路構成で上記の課題に適用できるシステムの構築について述べている。そして、回路的課題や制御方法等に関し、基本考察とそれを裏付ける実験により実現への可能性を探る。

1 まえがき

電力需要の増加とともに電力変換制御装置が大容量化し、その使用台数も飛躍的に増して、高調波による障害が問題となっている。一方、省エネルギーという観点からは、これらの装置の高力率化も重要な課題である。

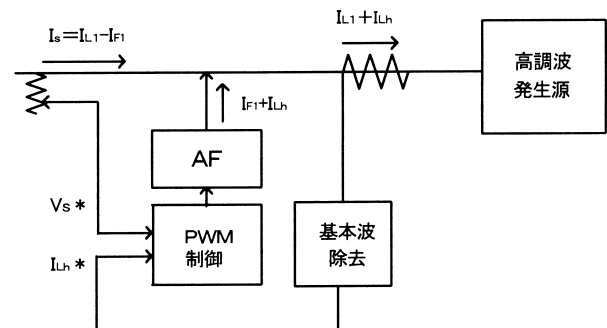
従来、高調波抑制と高力率化とは特定の装置を除けば大抵別個に研究されてきた。たとえば、図1 (a) は高調波発生源の高調波成分をアクティブフィルタ (以下、AFと略記) により抑制できるが、基本波成分の力率を改善することはできない。この理由で最近の報告ではこれら両課題を同時に解消するような試みもある^{(1)~(2)}。

筆者等も過去に高調波の抑制に関して電流形AFの高調波抑制効果について調べ、また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動作を実験およびシミュレーションの双方から追求してきた^{(3)~(5)}。

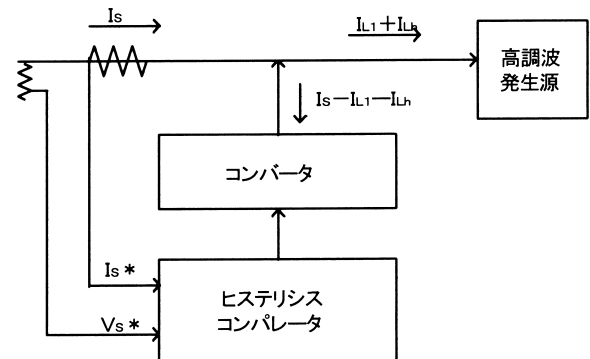
特に、近年ではパソコンはじめ高機能の家電製品の需要増に伴い家庭が発生する高調波電流や無効電力による問題が出てくるものと考えられる。しかし、一括して制御する場合、回路がさらに複雑となることが問題となる。

そこで、今回非常に簡単な構成であって、比較的小容量の半導体電力変換機器や家庭そのものを補償の対象とした一括制御方式の電流補償装置を提案する。そのシステムを図1 (b) に示す。この方式の特徴を図 (a)

との比較で述べる。(a) では、高調波電流発生源が含む



(a) 高調波抑制方式



(b) 一括制御方式

図1 電流補償装置の概念

高調波電流成分を検出し、これにAFが必要とする基本波電流成分を加えた信号をPWM信号に変えて制御するので高調波電流の抑制は可能であるが、電源から見た力率を改善することはできない。これに対し図 (b) は補償電流信号の取り込み位置を考慮することで、(1) 高調波電流の補償、(2) 基本波力率の改善 および (3) 制御回路・主回路の簡素化を満足する電流補償装置として期待できる。問題点も残されているが、これについては以下の章で明らかにする。

2 電流補償装置

本章では、高調波電流を抑制しかつ高力率である電流補償装置をきわめて簡単な回路構成で実現できないかを検討する。基本構想は、ヒステリシス制御の電流追従性の良さを利用し、補償電流信号取り込み点を考慮して一括制御の可能性を具体化することである。その際に必要な回路的課題について以下に述べる。

2-1 高力率コンバータの動作原理、制御法

図2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である。スイッチング素子は、インバータに使用されるIGBTモジュールで、逆並列に接続されたダイオードは内蔵されている。この回路の動作を説明する。

目標は、電源電圧 v_s を分圧して得た信号 v_{sg} に i_s を追従させるため、 i_s を電圧信号 i_{sg}^* に変換しヒステリシスコンパレータにより v_{sg} と比較してIGBT $S_1 \sim S_4$ のオン、オフ信号を作る。この際、電流検出用抵抗である r_t と増幅器 (AMP 1, 2) の調整により $v_{sg} = 1$ (V) を入力電流 C(A) に設定できる。

さて、図2および図3 (a)、(b) を参照して、 i_s が v_{sg} に追従する原理を説明する。ヒステリシス電圧幅が $2V_H$ (V) のコンパレータを用い入力電圧 v_s の極性と偏差 $i_{sg}^* - v_{sg}$ よって、 $S_1 \sim S_4$ の各IGBTにオン、オフの信号を印加する。この結果、直流出力電圧 V_c が v_s に実際に相加わるような素子が優先的に導通する。換言すれば v_s の極性が正のときには、 S_2, S_3 が優先的にオンし、負のときは S_1, S_4 が自動的にオンする。このように、ブリッジの対角位置にある二つのIGBT S_2, S_3 または S_1, S_4 がオンすると、直流出力電圧 V_c が交流入力電圧 v_s に加算され絶対値を増加させる。次に、これらのIGBTがオフになると、 L_s 中の電流は引き続き同方向に流れるため、逆対角位置のダイオードを経て負荷にエネルギーを供給する。このとき、 V_c が v_s より大きければ L_s 中の電流は確実に減少させることができる。その結果、本回路には四つの動作モードが

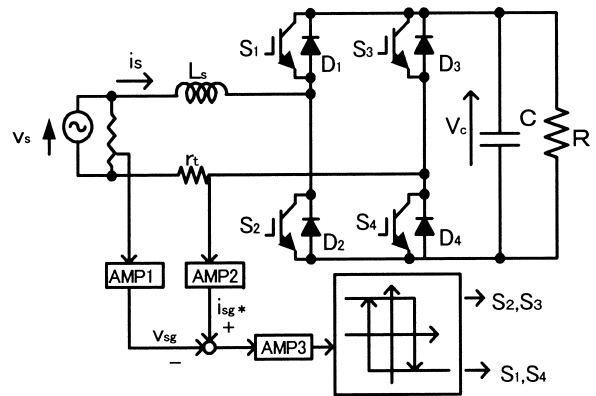
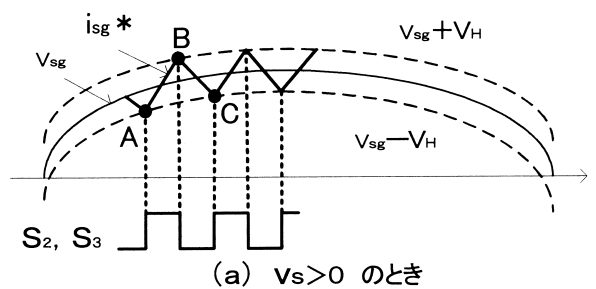
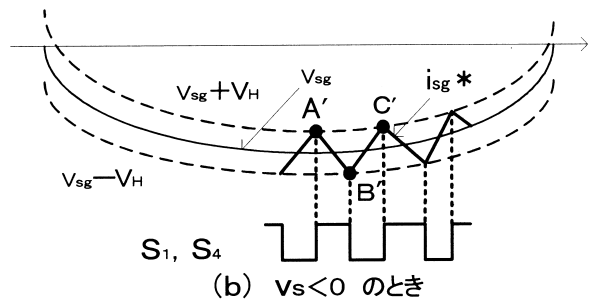


図2 高力率コンバータ



(a) $v_s > 0$ のとき



(b) $v_s < 0$ のとき

図3 電流追従制御の原理

存在する。そのうち、 $v_s > 0$ である場合の二つの動作モードを図4 (a), (b) に示す。制御信号の作成法を詳しく述べる。図3 (a) において実線波形が v_{sg} 、折線が i_{sg}^* である。また、 $v_{sg} \pm V_H$ の波形が点線で描かれている。図のAB部分では i_{sg}^* 従って i_s が増加してゆくが、このとき既述のようにIGBT S_2, S_3 がオン状態となっており、図4のモード1が出現している。また、このとき $i_{sg}^* - v_{sg} < V_H$ である。 i_{sg}^* が増してB点 ($i_{sg}^* - v_{sg} = V_H$ となる点) に達するとヒステリシスコンパレータの動作により S_2, S_3 がオフとなる。そして、 L_s 中の電流は D_1, D_4 を通って直流側に伝達される (モード2)。このとき、 $V_c > \sqrt{2} V_s$ (V_s は、 v_s の実効値) であれば、任意の瞬間において

$$L_s (di_s/dt) = v_s - V_c < 0$$

となるので i_s が減少してゆくことがわかる。図中BC

部分がこれを表す。ここでは、 $i_{s_{sg}}^* - v_{s_{sg}} > -V_H$ であって、やがてC点において $i_{s_{sg}}^* - v_{s_{sg}} = -V_H$ が満足されると再び S_2 、 S_3 がオンになる。 $v_s < 0$ である場合の残り二つのモードの制御信号についても同様であるので、省略する。

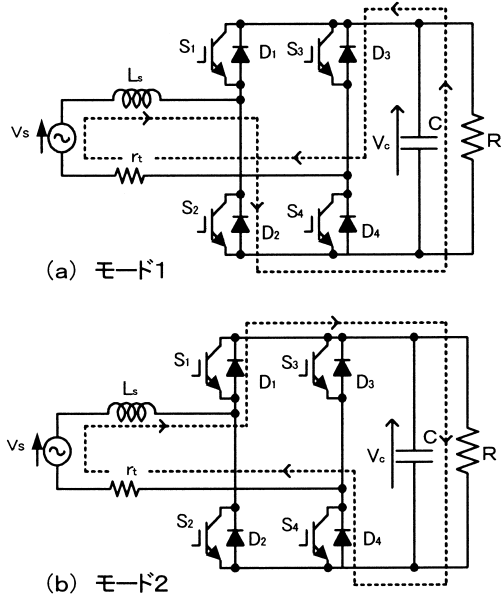


図4 動作モード ($v_s > 0$ の場合)

2-2 昇圧条件

以上の動作で重要なことは、オン状態にあった IGBT S_2 、 S_3 の対または S_1 、 S_4 の対がオフ状態になって、それらの対角位置にあるダイオードの対 D_1 、 D_4 または D_2 、 D_3 の対が、 L_s の作用により導通するとき、入力電流の絶対値を減少させる必要があった。これを確実に保証するには直流出力電圧 V_c を入力電圧の最大値 $\sqrt{2} V_s$ より大きく保たなければならない。以下、このための条件について調べよう。

一般に入力電圧を $v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ 、入力電流を $i_s = \sqrt{2} I_s \sin(\omega t - \theta)$ とすると、

$$V_s I_s \cos \theta \geq V_c^2 / R$$

であるから、

$$V_s I_s \geq V_c^2 / R \quad \dots\dots (1)$$

である。今、無損失かつ良好な追従制御が実現されている理想コンバータと見なした場合、 $\cos \theta = 1$ として

$$V_s I_s = V_c^2 / R$$

と置くことができるので、

$$V_c = \sqrt{V_s I_s R} \quad \dots\dots (1')$$

これから、

$$V_c \geq \sqrt{2} V_s \text{ または } V_s \leq (V_c / \sqrt{2}) \quad \dots\dots (2)$$

となるためには、抵抗 R の大きさは少なくとも

$$R \geq 2 V_s / I_s \quad \dots\dots (3)$$

でなければならない。不等式 (1)、(2) をグラフで表したものが図5である。

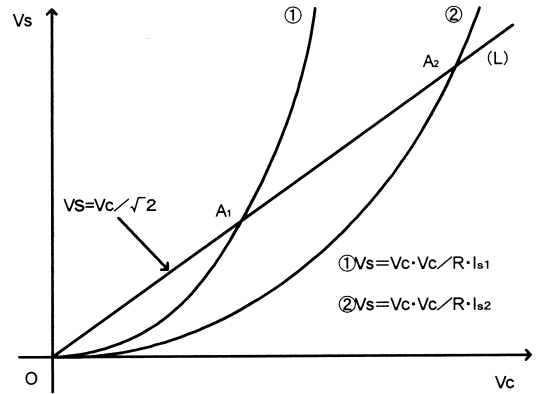


図5 昇圧条件

図5において、例えば $V_s = V_{s1}$ 一定とし、 $I_s = I_{s1}$ に設定したとき、曲線①と直線 (L) とで囲まれる部分が、不等式 (1) および (2) を同時に満たす。そしてこの範囲でコンバータを動作させるためには、抵抗 R を不等式 (3) を満足するように取ればよい。このように定めた R を一定に保ち、設定電流値を $I_{s2} (> I_{s1})$ に変えた場合、今度は曲線②と (L) とで囲まれる部分が二つ不等式を同時に成立させる。そして、後者の範囲は前者のそれを含むので、追従性は崩れない。

ところが、 $I_s = I_{s1}$ (一定) に保ち、電圧 V_s を上昇させると追従性が崩れる。その理由は、図5の直線 (L) は、 V_c と V_s のリニアな関係を表すが、一方式 (1') からわかるように、 V_c の増加は V_s のそれに比べて鈍く、不等式 (2) が満たされなくなるためである。この場合、曲線①および直線 (L) のどちらよりも上方の範囲で動作することになる。

2-3 一括制御法

次に、図1 (b) 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6参照)。故に、図1(b)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。

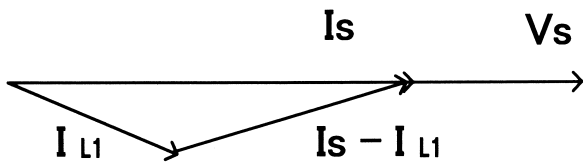


図6 コンバータの動作電流

3 実験

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2において $r_t=0.1$ (Ω)としAMP2により10倍の電圧信号 i_{sg}^* に変換する。

また、 V_{sg} は10(V)までの範囲において設定可能とした。インダクタンスLは、0~20mHにおいて2mHごとに可変のものを使用している。尚、ヒステリシスコンバータの $2V_H$ は、図7に示すように0.4(V)に固定した($V_H=0.2$)。なお、装置の都合上、今回は $V_s=50$ (V)で実験を行った。

3-1 力率1の基本波電流の発生実験

ここでは、図2の高力率コンバータに力率1の基本波電流を発生させた結果について述べる。 V_{sg} を1、1.5、2、3、4および5(A)と変化させ、いずれも良好な追従動作が得られた。 $V_{sg}=3$ (V)したがって $I_s=3$ (A)の実験結果の一例を図8に示す。

3-2 任意力率の基本波電流の発生実験

前項における力率1の基本波の発生に関しては回路動作上から、その妥当性が確認されるが、基本波の力率が悪くなると、等式(1')が成立しなくなり、したがって昇圧条件が崩れる可能性がある。しかし、 I_s の設定値に余裕を持たせておけば、先の不等式(2)の成立が保たれ、良好な追従性がそのまま続くと考えられる。

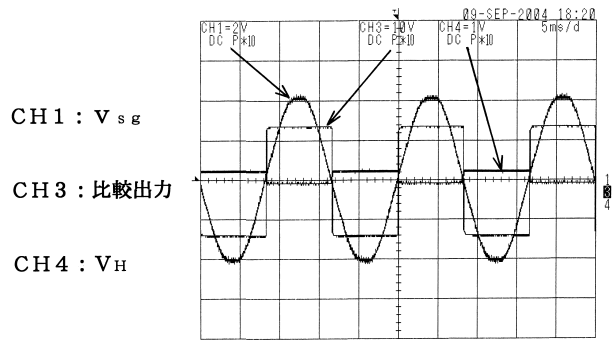


図7 ヒステリシス電圧幅の設定

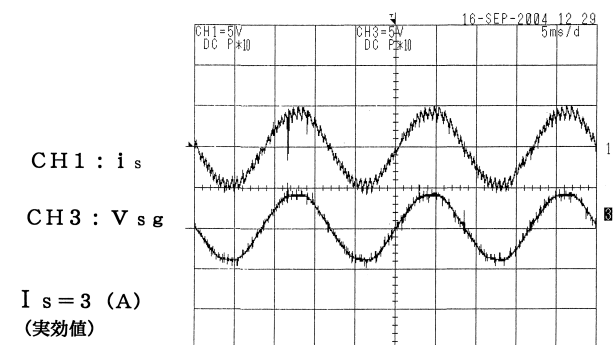


図8 力率1の基本波電流成分の発生

そこで、図2の回路を用い、制御回路入力部において v_{sg} の位相を遅らせた信号 v_{sg}' を作成して、 v_{sg} の代わりに用いて、これに i_s を追従させる実験を行った。

図9に測定結果の一例を掲げる。図中上段の波形が電圧と同相の信号、中段がその位相を遅らせた信号 v_{sg}' であり、これに追従させたコンバータ発生電流が下段に示されている。大きさ、位相ともに良好に制御できていることがわかる。これにより、力率1以外の基本波成分の発生も可能であることになり、本コンバータが一括制御に適用できる根拠の一つとなる。

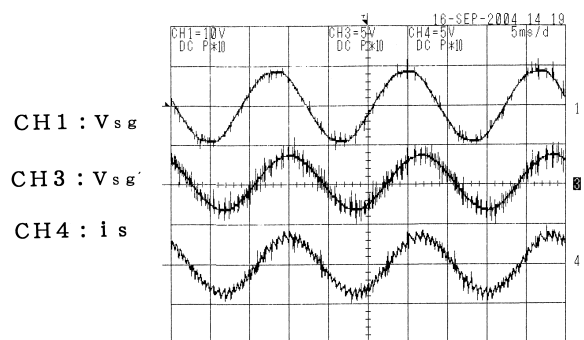


図9 任意力率の基本波電流成分の発生

3-3 高調波電流の発生実験

次に、高調波電流の発生を確認する。まず、信号 v_{sg} に適当な大きさの高調波信号 v_{sh} を加算して、混合信号 $v_{mix} = v_{sg} + v_{sh}$ を作り、これに追従する電流を発生させる。図10は、一例として基本波振幅に対し約30%の比率で第5高調波(300Hz)を混入させた信号である。上段の波形が v_{sg} 、中段のそれが高調波信号 v_{sh} であり、下段に混合信号 v_{mix} が示されている。

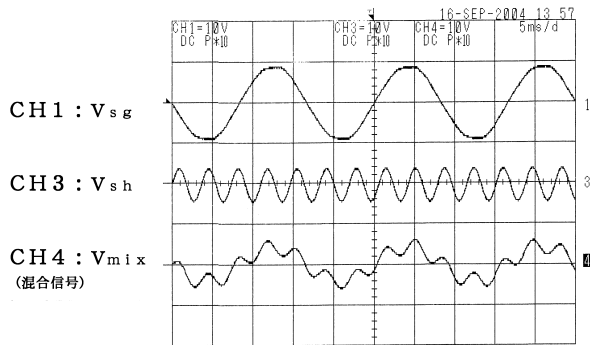
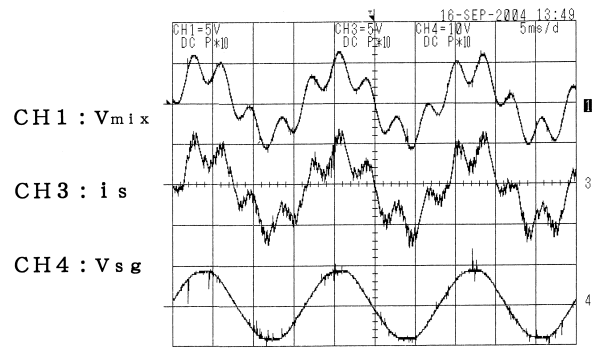


図10 混合信号の作成

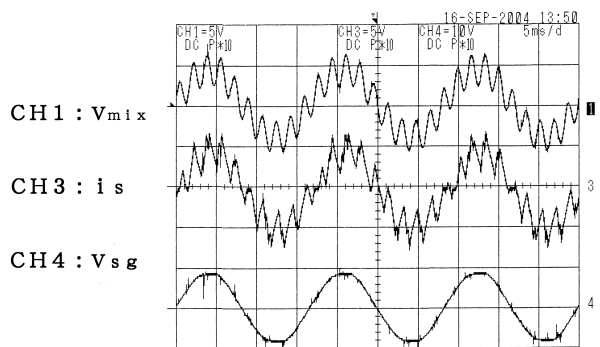
そして、基本波成分がコンバータ入力電圧と同相である場合の実験結果を図11に掲げる。同図(a)は第5高調波を発生させたものであり、上段の混合信号に中段のコンバータ発生電流が、良好に追従している。下段の波形は基本波成分の信号を表す。同様に、図(b)は第11次高調波電流を発生した実験波形である。どちらもほぼ納得のいく結果が得られたと言ってよい。ちなみに第5次、7次、11次および13次高調波を同一の比率で混入したときの信号波形と、コンバータ発生電流波形とのFFT結果を表1に与えている。発生すべき高調波電流の次数が増加するにつれて、若干発生電流の基本波

表1 高調波電流の発生とFFT比較

混合\高調波 (Hz)	混合信号振幅(V)		発生電流振幅(A)	
	基本波	高調波	基本波	高調波
300	4.26	1.69	4.50	1.53
420	4.22	1.43	4.77	1.10
660	4.23	1.40	4.89	1.10
780	4.17	1.70	5.10	1.04



(a) 第5次高調波



(b) 第11次高調波

図11 高調波電流の発生(基本波力率=1)

成分が漸増してゆくが、高調波成分の追従性は、だいたい満たされている。なお、この際の入力電力および出力電力については、一定であった。

次に、図12は基本波成分が電源電圧の位相と異なる場合の同様な実験結果であるが、ここでもほぼ満足のいく動作となった。

以上で、2-3項で述べた一括制御可能の基本条件が確認できたので、図1(b)のシステムを用いて、高調波発生源の力率改善および高調波抑制実験を行った。次項で実験結果等を示す。

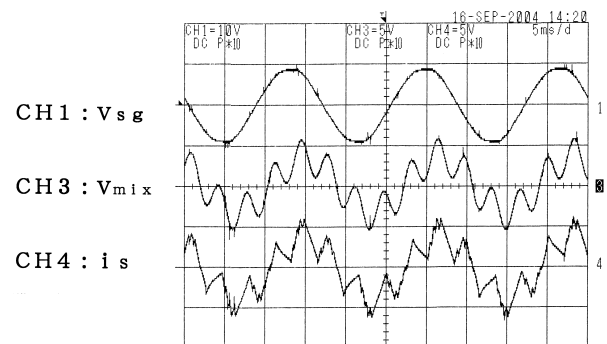


図12 高調波電流の発生(基本波力率≠1)

3-4 一括制御実験

図13にこの場合の実験回路を示す。二つのスイッチ S_1 、 S_2 により高調波発生源の負荷単独運転、コンバータ単独運転および一括制御のシステム運転を切り換えている。図14(a)は高調波発生源の電流波形(上部波形)、同(b)がスイッチ S_1 、 S_2 をともに閉じて、一括制御した場合の線路電流(上部波形)を表す。表2は、参考のために挿入した実効値測定用の電流形 A_L および A_C で、それぞれの指示値を I_L 、 I_C としている。

表3は、図14(a)、(b)の波形をFFTして得た値を実効値に換算した数値である。表2から、図6のように一括制御時にコンバータ電流基本波成分の減少が確認される。表3より、線路電流 I_S の高調波成分が、負荷電流 I_L のそれらに比べて激減しており、図14(b)のとおりその基本波成分の力率は、1に近似している。

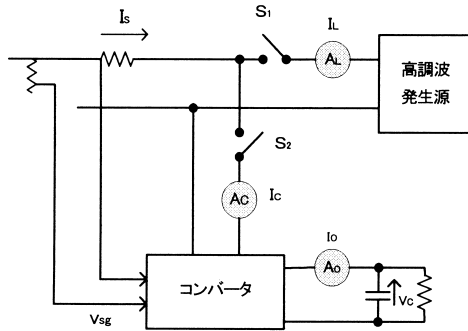


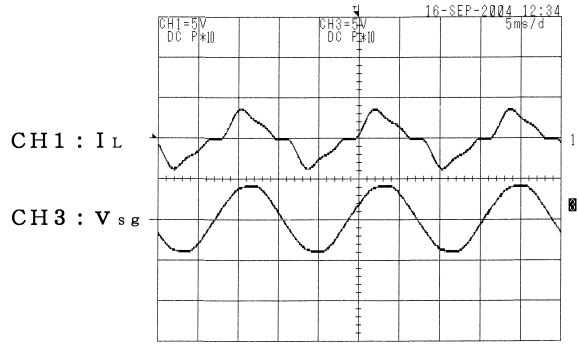
図13 一括制御実験回路

表2 一括制御実験例のデータ ($V_s = 50\text{V}$)

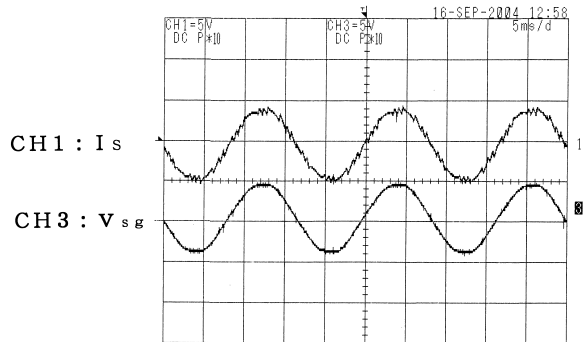
\	$I_C(\text{A})$	$I_L(\text{A})$	$V_C(\text{V})$	$I_O(\text{A})$
負荷単独運転	—	2.15	—	—
コンバータ単独	3.3	—	115	1.13
一括制御	1.43	2.15	72	0.71

表3 FFTによる各次数の振幅比較(実効値 [A])

\ 次数	1	3	5	7
負荷電流 I_L	2.00	0.51	0.29	0.14
一括制御時 I_S	3.11	0.08	0.1	0.09



(a) 高調波負荷の電流波形



(b) 一括制御時における線路電流波形

図14 一括制御実験結果の例

4 あとがき

以上見たように、ヒステリシスコンパレータの追従性の良さを利用し、簡単な制御原理・回路で高調波電流の抑制と高力率化を一括制御できる可能性を示した。今後は、コンバータ発生電流の基本波成分の大きさが小さい場合や力率が悪い場合に、直流側電圧 V_C が昇圧できないため追従性が崩れる点を改良するよう研究してゆく。

参考文献

- (1)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
- (2)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
- (3)井村：「電流形PWMコンバータの復調」、H5電気学会関西支部連合大会論文集、
- (4)井村他：「電流形PWMコンバータの復調」、奈良工業高等専門学校研究紀要、第30号、P17-22
- (5)井村他：「ヒステリシスコンパレータを用いた電流追従形高力率コンバータ」H9電気関係学会関西支部大会論文集、G4-42