

## ヒステリシス制御による高調波電流の抑制と力率改善 (3)

井村 榮仁

## Suppression of Harmonic Current and Advancement of Power Factor Using Hysteresis Control (3)

Shigeji IMURA

高調波電流の流出を抑制し、同時に力率を改善する研究がなされている。本研究では、この目的を達成するためにヒステリシスコンパレータを使用した高力率コンバータを構成しアクティブフィルタに応用できることを実証している。この回路の利点は、主回路と制御回路の構成がきわめて簡単にできること、また直流側電圧が交流電圧の実効値より高ければ、入力電流を任意の信号に忠実に追従させることができることである<sup>(1)</sup>。

一方、問題点として基本波電流振幅が増加するとともに直流側電圧も上昇する。この問題は、直流側抵抗の値を基本波電流振幅に反比例するように制御することで解決できる<sup>(2)</sup>。

さて、本コンバータの動作は、先の文献<sup>(1)</sup>、<sup>(2)</sup>で示したように電流増加モードと電流減少モードの2つのモードから成り、前者のモードがコンバータ動作の安定性に影響を及ぼす。そこで、今回この点に主眼を置き、本コンバータが安定に動作し、高調波電流の抑制と力率改善が一括して実現できるための検討および提案を行った。なお、全体としては、これまでの報告の総括的内容となっている。

## 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はその概念図である。

この方式の基本的特徴について説明する。高調波発生源としては例えば位相制御された整流回路としておく。

この場合、同図のヒステリシスコンパレータを制御回路とするコンバータが無ければ、電力線路には歪波電流が流れる。この歪波電流は、周知の事であるが一般的に位相の遅れた基本波電流成分  $I_{L1}$  と高調波電流成分  $I_{Lh}$  とを含んでいる。そこで、図1のようにコンバータを接続し、線路電流が、力率1の基本波電流  $I_s$  にできたとすれば、当初の目的が達せられたことになる。

しかし、このような結果が実現されるためにはコンバ

ータが  $I_s - I_{L1}$  の基本波電流成分と高調波電流成分  $I_{Lh}$  を吸収 (同じ事であるが、発生) できなければならない。このことが可能な条件は、直流側電圧が交流電圧実効値より高くできることであった。したがって、図2に示すコンバータに次の性能をたせることが必要となる。

- ①任意の力率の基本波成分に対しても、直流側電圧を交流電圧実効値より高くする条件と実現の仕方。
- ②基本波電流成分の振幅にかかわらず、直流側電圧を一定に保つ制御。

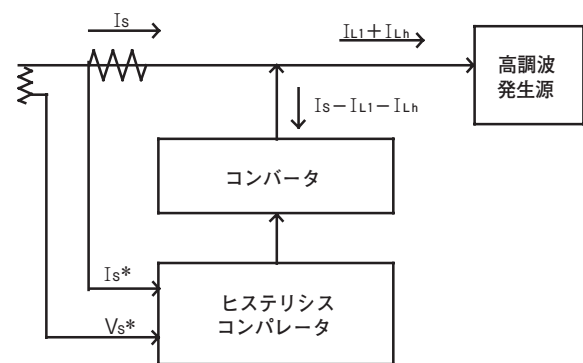


図1 一括制御方式の概念図

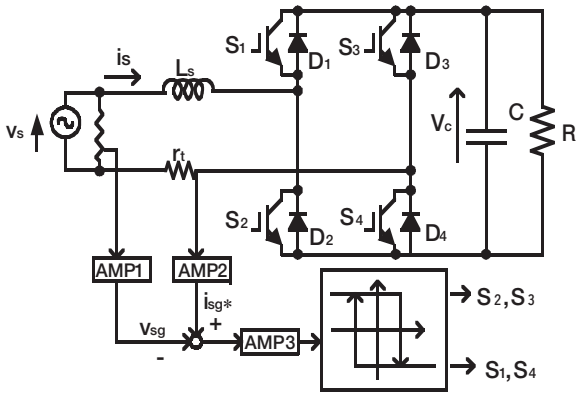


図2 一括制御方式のコンバータ部

### 2. コンバータ部への追加・変更による動作結果の比較

本章では、著者等が先の報告<sup>(1),(2)</sup>で明らかにしてきた一括制御方式のコンバータ部の動作について、部分的に再掲している。この結果の中に、本コンバータが有する二つの動作モードのうち、電流増加モードにおける問題が含まれている。これに対する検討を行ったが、完全な解決には至らなかった。

#### 2.1 ヒステリシスコンバータの電流追従性

図2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Vcが、

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

の条件を満足しなければならない。この条件が満たされるための抵抗Rの値は、コンバータが力率1の基本波を発生しているとして、電力の関係

$$V_s I_s = V_c^2 / R \dots\dots (2)$$

を用いると、

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

となる。これより、コンバータが発生する最小の電流値に対し、式(3)を満たす抵抗を使用すればそれより大きい電流については、式(3)従って式(1)が成立するので良好な追従性が期待される。しかし、このようにRの値を一定に保つと、式(2)より

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

の関係から、Isの増加と共にVcも上昇してゆく。このため、大きな電流や電源電圧が高くなるとコンバータ動作が多少不安定になる。図3は、任意力率の基本波電流発生実験の波形例を、また図4は、混合波形の発生電流波形例を示す。これらの実験では、上記の理由から電源電圧はVs=50Vおよび75Vと低い点が問題である。

しかし、追従性については、良い結果が得られている。

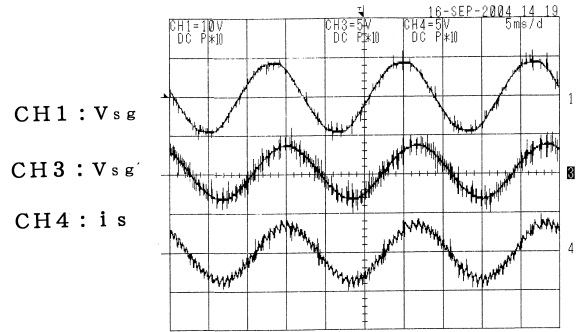


図3 任意力率の基本波電流の発生 (Vs = 50V)

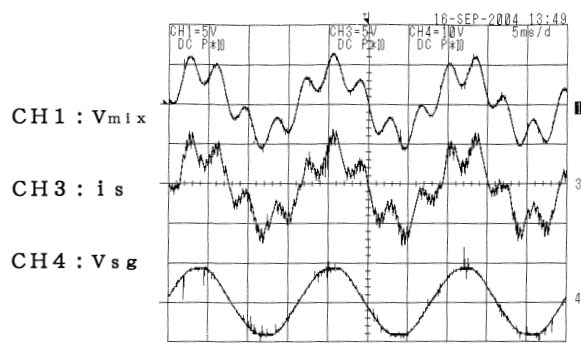


図4 混合電流の発生 (Vs = 50V)

#### 2.2 直流側電圧の制御

コンバータ発生電流の基本波成分の大きさが増加しても直流側電圧Vcを一定に保つためには、式(4)よりRをIsに反比例させて制御すればよい。

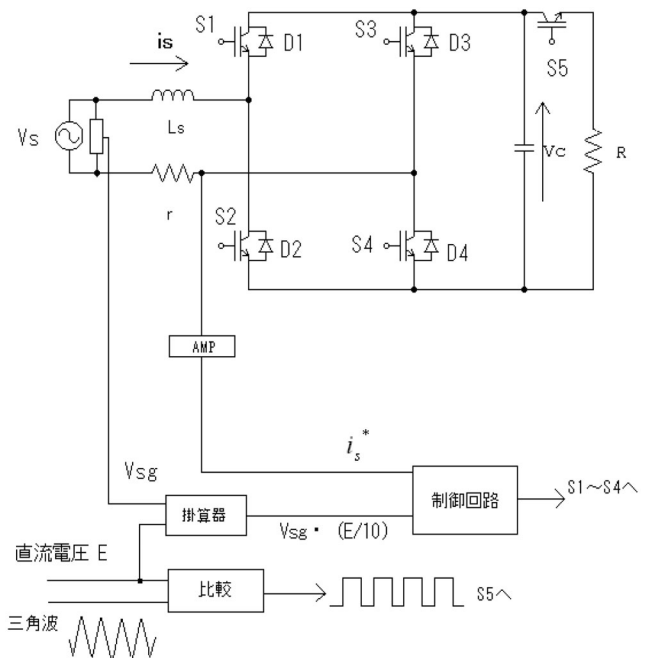


図5 直流側電圧一定制御コンバータ

図5に示したスイッチ $S_5$ は、抵抗 $R$ の等価抵抗値を基本波電流振幅に反比例するように制御する。制御回路については前回の報告(2)で詳述しているので略し、直流側電圧がどのように制御されたかを示す測定結果を、 $S_5$ が無い場合のコンバータ(図2)の測定結果と比較したものを図6および図7に再掲する。図6は、もともとのコンバータである図2における直流側電圧を表し、図7は図5におけるそれである。横軸は共に基本波電流実効値である。明らかに、抵抗 $R$ の等価抵抗値を制御した後者の場合、直流側電圧がほぼ一定になっている。この結果、安定性が向上し、前者の場合 $V_s = 50\text{ V}$ および $75\text{ V}$ で動作実験していたのに対し、後者の場合 $100\text{ V}$ においても安定な動作結果を得た。任意力率の基本波電流に対しては同様の考えから、 $R \cos \theta$ を $I_s$ に反比

例させれば $V_c$ を一定に保つことができる。

2.3 電流増加モードの検討

本コンバータの電流増加モードに安定性を阻害する今一つの原因があると推察できる。以下の図8、図9および図10をもとに説明する。まず、実験で気づくことは基本波の電流振幅を増加させていくと、リアクトル $L_s$ の「ウナリ」がかなり大きくなり、観測波形が乱れるなどの現象が出てくる。

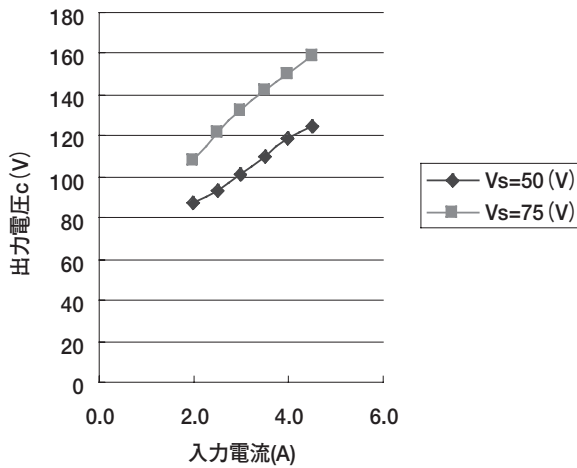


図6 もともとのコンバータの直流電圧

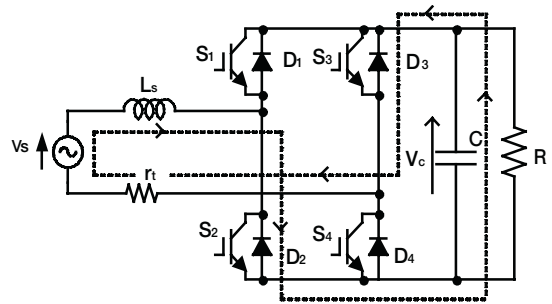


図8 電流増加モード

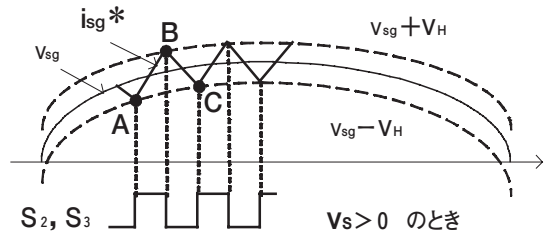


図9 電流増加減少モードの切り替わり

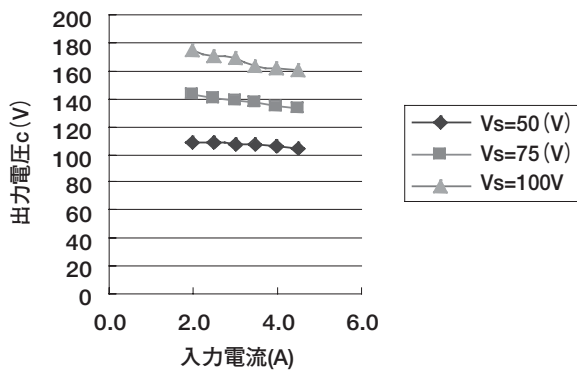


図7 図5のコンバータの直流電圧

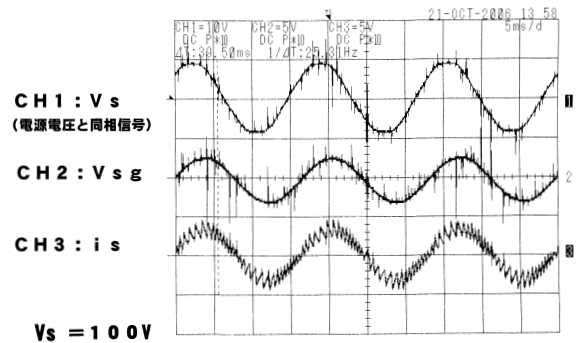


図10 直流側電圧一定制御時の電流波形例

この原因は、図8の電流増加モードにおいては

$$L_s (di_s/dt) = v_s + V_c \dots\dots (5)$$

なる式が成り立つ。ここで、 $v_s \geq 0$ である。

$v_s$ の最大値は142Vとなり、式(5)の右辺の最大値は、約300V近くになる。 $L_s$ は20mH程度のもを用いているので、このような $v_s$ の最大値付近での電流立ち上がり率が極めて大きく、リアクトルの「ウナリ」の原因やデバイス(IGBT)の応答にも影響し、安定性に支障をきたすものと考えられる。図9では、図中に示すAB部分に相当する。図10に見られるように電流の絶対値が増加するとき、 $di_s/dt$ が急峻である様子がわかる。これは、IGBTのスイッチング定格に抵触する可能性があり観測波形に乱れが生じる。また、制御信号のオン・オフと実際の素子のオン・オフ動作との間に時間的遅れが生じて追従性の幅が見かけ上増加し、リアクトルの「ウナリ」が大きくなると考えられる。

そこで、今回図11に掲げるようにダイオード $D_d$ と $D_a$ とを付加し、電流増加モードの改善を試みた。 $D_d$ の役割は、電流減少モードでは $V_c$ が有効に働くが、増加モードでは作用しないために設けた。一方、 $D_a$ の役割は、増加モードでは交流電圧のみを利用するためのものである。図12にこの改善回路を用いた実測波形例を示す。式(5)の右辺の $V_c$ が無くなるが、 $v_s$ の最大値付近では電流の増加・減少モードが良好に切り替わっており、ヒステリシス電圧幅に沿った制御が実現できている。また、リアクトルの「ウナリ」も激減した。しかし、図から明らかなように、 $v_s$ の零点付近では増加モードが実現されず、追従性が崩れてくる。 $V_c \geq \sqrt{2} V_s$ の条件は、この改善回路でも満たされている(図13参照)ので、この結果は妥当なものである。尚、図11では図面上 $S_5$ が省略されているが実際には挿入してある。また、この実験では $R = 84 (\Omega)$ とした。

3. あとがき

高調波電流の抑制と力率改善を一括して制御するため、ヒステリシスコンパレータを高力率コンバータに適用して電流追従性、直流側電圧の制御および安定性の向上について検討した。結論として、 $V_c \geq \sqrt{2} V_s$ を満足しつつ、本コンバータの電流増加モードの改善が必要であることが解った。今回、十分な解決には至らなかったが、 $v_s$ の零点付近で何らかの方法により適当な電圧を印加し、 $v_s$ がある程度大きくなった所では $v_s$ 自身を利用すれば、良好な一括制御が可能になると考えられる。

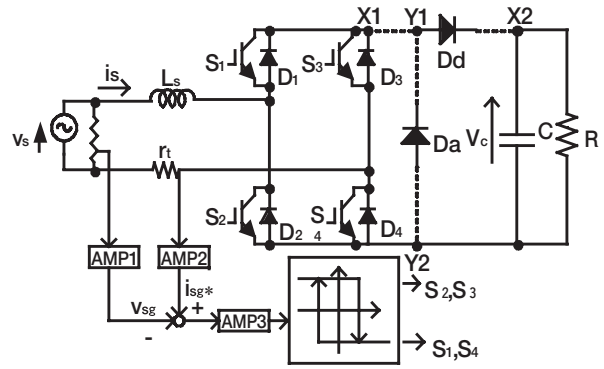


図11 電流増加モードの改善回路

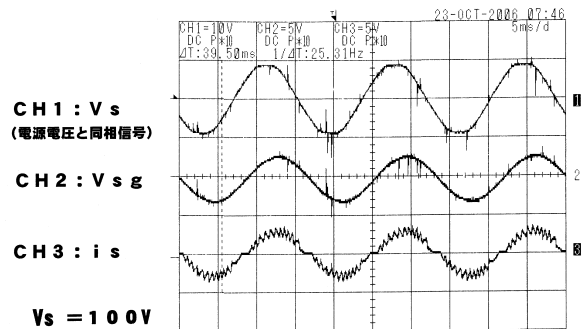


図12 電流増加モードの改善回路の動作波形例

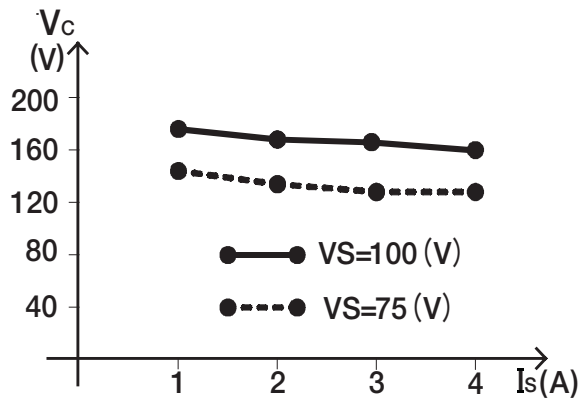


図13 改善回路における直流側電圧

参考文献

- (1) 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
- (2) 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(2)」奈良工業高等専門学校研究紀要、第41号、P21-26