

サイリスタ負荷の力率改善

—電力系統における災害事故および高調波障害の防止—

Power Factor Improvement of Thyristor Circuits

原 島 文 雄*

Fumio HARASHIMA

1. はじめに

電力の変換と制御の広い分野に各種の半導体電力変換装置が用いられているが、変換装置の大容量化に伴って、負荷の力率の低下が問題となってきた。サイリスタを中心とする電力変換装置が電力系統からとる無効電力は、次の2つに分けられる。すなわち、基本波電流の進みあるいは遅れと高調波電流である。将来、半導体電力変換装置の利用はさらに進み、また、大容量化が期待されているので、変換装置が発生する無効電力を減少させる技術の開発は非常に重要なものとなってきている。

半導体電力変換装置が発生する無効電力は、送配電線や電力供給設備の損失を増大させるほか、配電線の端子電圧を低下させ、また、電力波形の歪みを生じるなどの障害を起こす。

従来、基本波電流の遅れを補償するためには、並列コンデンサが多く用いられている。変換回路のカスケード接続もまたこの目的のために有効である。並列コンデンサとサイリスタ制御された交流リアクトルの組合せは、アーク炉が発生するフリッカの減少対策として実際に用いられている。

高調波無効電流の減少のためには、LCフィルタがしばしば用いられる。強制転流形変換器もまた無効電力の減少のために有効である。電鉄用として、強制転流形変換器は、基本波遅れ電流と高調波電流の双方を

除去するために実際に用いられている例もある。

一般的に、半導体電力変換装置が発生する無効電力を除去するためには、次のことがらが必要である。

i) 基本波から高次の高調波までの各種の周波数を含む無効電力を補償できること。

ii) 負荷の急変に対して応答の速い補償を行うことができること。

しかしながら、以上のような性能を有する装置の開発は、現状では未だ十分ではない。

本研究は、この問題に対する1つの解決策を提案している。すなわち、基本波電流の位相ずれおよび高調波電流の双方を含む無効電流の瞬時値を検出し、それに合わせて電源と変換器の間に並列に接続された可制御無効電力源によって、閉ループ制御方式により補償するものである。

本研究において提案されている補償システムは、次の3つの部分より成っている。

i) 無効電流の瞬時値の検出回路

この回路は、変換器への入力電流と変換器が必要とする有効電流の差として無効電流の瞬時値を計算するものである。有効電流の検出のためには、入力電流をフーリエ展開し、電源電圧と同相の成分を取り出している。この回路により、電源周波数の半サイクル以内の検出時間で得られている。

ii) 閉ループ制御回路

検出された無効電流の瞬時値波形の符号を反転した波形をもつ電流が、この閉ループ制御回路によって発生され、変換器の入力に加算される。この閉ループ制御回路は、0—800Hzの帯域を持っており、これにより負荷変動に対する速い応答と基本波成分から高次の高調波までの無効電流の補償が可能となる。

iii) 可制御無効電力源

この無効電力源は、強制転流形インバータと直流リアクトルにより成り、インバータのゲート制御により、任意の波形の無効電流を発生することができる。

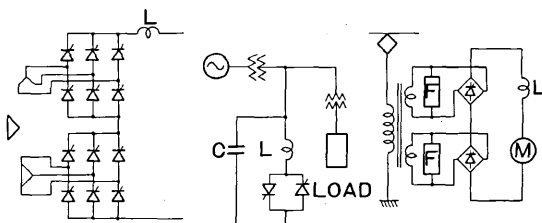


図1 力率改善の例

2. 動作原理

図2に、電源と変換器の間に並列に接続された無効電力補償装置を示す。電源電圧 E_s と負荷電流 I_L は次の

*東京大学生産技術研究所 第3部

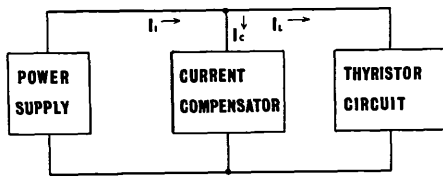


図2 動作原理

ように与えられる。

$$E_i = A \sin \omega t \quad (1)$$

$$I_L = B_1 \sin \omega t + C_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} C_n \cos(n\omega t) \quad (2)$$

負荷電流 I_L は有効電流基本波無効電流および高調波無効電流よりなり、(2)式において、第1項は、有効電流、第2項は基本波無効電流、第3項は高調波無効電流にそれぞれ対応する。この時、無効電流の瞬時値は次式のように定義される。

$$I_{cr} = B_1 \sin \omega t - I_L \quad (3)$$

もし、無効電力補償装置が(3)式における I_{cr} の符号を反転した電流を発生し、この電流を負荷電流に加算すれば、電源電流 I_i は有効電流すなわち $B_1 \sin \omega t$ のみとなる。

この補償電流を発生するために閉ループ制御系を構成したもののブロック線図を図3に示す。

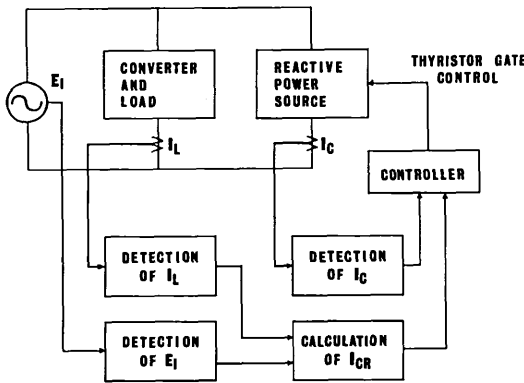


図3 閉ループ制御系のブロック線図

3. 無効電流の瞬時値の計算

無効電流の瞬時値の計算は、(3)式によって行われる。有効電流の振巾 B_1 は負荷電流 I_L と電源電圧 E_i から計算される。図4に無効電力の瞬時値の計算のために実験に用いられた回路構成を示す。掛算器、積分器、サンプル・ホールド回路が用いられており、電源周波

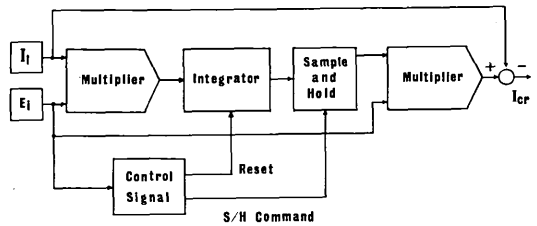


図4 補償電流目標値の計算

数の半サイクル内の計算時間が可能である。

4. 可制御無効電力源

図5に実験に用いた無効電力源の構成を示す。この無効電力源は、直流リアクトル、強制転流形インバータおよびフィルタから成っている。直流リアクトルは、無効電力の蓄積および放出を行い、この無効電力の流れの制御は、強制転流形インバータをパルス巾変調することにより行われる。PWMの変調周波数は、補償すべき高調波の最大周波数より高く選ぶ必要がある。この回路に用いられているフィルタは、出力電流の変調周波数成分を除去することが目的である。変調周波数は比較的高いので、フィルタの大きさは小さいもので良い。

インバータのゲート制御により、この無効電力源は、任意波形の電流を発生する電流源として動作する。直流リアクトルに流れる電流の大きさを一定に保つために、直流リアクトルとインバータ内での損失に相当する電力は電源から供給する必要がある、この電力の流れも、インバータのゲート制御により行われる。この無効電力源の出力電流の目標値は、前述の無効電力瞬時値の検出器から与えられる。

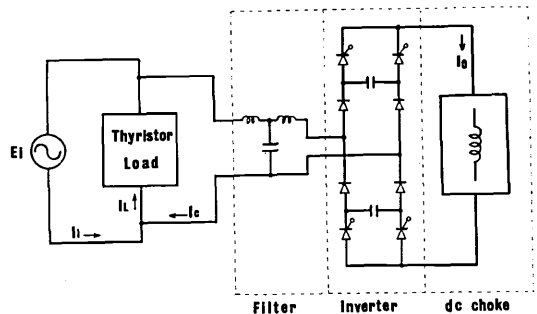


図5 負荷に並列に接続された無効電力源

5. 補償電流の制御回路

補償電流の発生のために閉ループ制御系を用いてい

る。図6に制御系のブロック線図を示す。図において、補償電流の目標値 I_{cr} と実際の補償電流 I_c の差が、PWM変調器の入力として与えられる。変調器は、ヒステリシスをもつ比較器、一次遅れ要素および帰還ループより成り、変調器の出力はインバータのゲート制御に用いられる。インバータ出力電流の変調周波数成分は、フィルタで除去され、その結果補償電流が得られる。閉ループ制御系を用いることにより、広い帯域と良好な直線性が得られている。

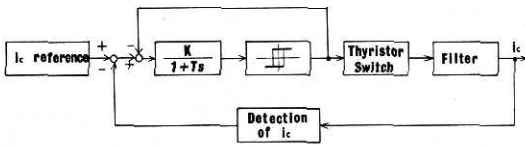


図6 補償電流の閉ループ制御系

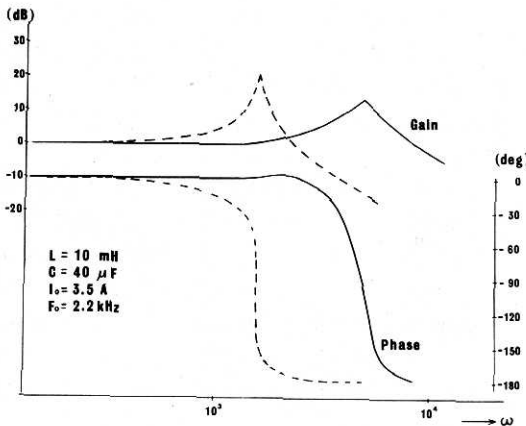


図7 閉ループ制御系の周波数応答

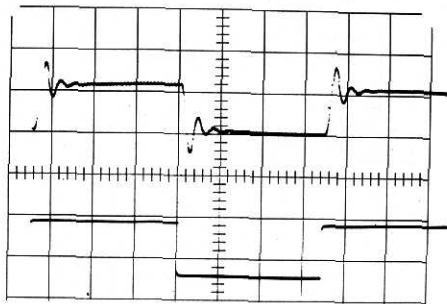


図8 閉ループ制御系のステップ応答
(上) 補償装置の出力電流
(下) ステップ入力 (50Hz)

フィルタの固有周波数は、変調周波数によって決められる。変調周波数が高いほど制御系の帯域は広くなり、フィルタも小形のものとなるが、インバータ内における転流損が増加する。実験においては、1~2.5 KHzの変調周波数が用いられている。

図7に閉ループ制御回路の周波数応答の実測値を示す。変調周波数は2.2KHz、フィルタの固有周波数は、220Hzである。図8にはステップ応答を示す。図において、ステップ入力としては、50Hzの矩形波を用いている。

6. 実験結果

図9に実験結果の1例を示す。この実験において、電源周波数は50Hz、負荷はサイリスタブリッジ整流器に抵抗とインダクタンスを接続したものである。図9a)は、電源電圧波形(上)と負荷電流波形を示している。このとき、負荷率は0.54である。図9b)は、補償電流の目標値(上)と実際に作りだされた補償電流(下)を示している。図9c)は、電源電圧波形と電源から流れる電流の波形(下)すなわち、負荷電流と補償電流の和を示している。この図より電源電流は電源電圧と同相であり、高調波成分も非常に少ないことがわかる。また、力率は、0.97に改善されている。図

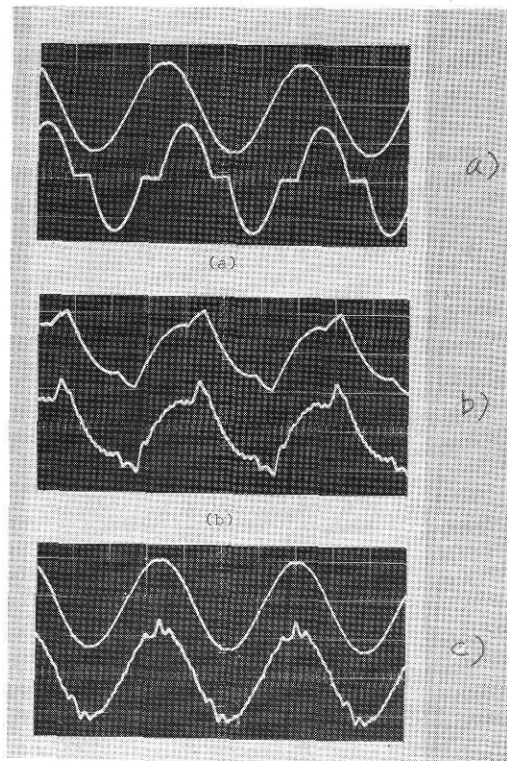


図9 オシログラム

- a) 電源電圧波形(上) 負荷電流(下)
- b) 補償電流の目標値(上) 実際の補償電流(下)
- c) 電源電圧波形(上) 電源電流(下)

10は、負荷電流(上)と電源電流の周波数分析の結果である。

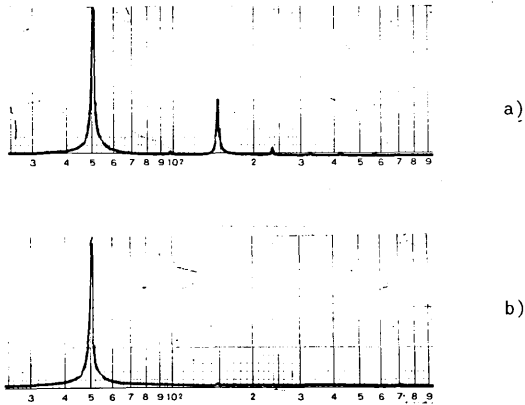


図10 電流の周波数分析
a) 負荷電流 b) 電源電流

7. まとめと今後の方向

以上、半導体電力変換装置が発生する無効電力を除去するための閉ループ制御系について述べてきた。ここで提案された制御系の特長および限界は、次のようなものである。まず、特長は、

- i) 基本波無効電力および高調波無効電力の双方を除去することができ、しかも閉ループ制御の採用により補償の精度が優れている。
- ii) 負荷変動に対して補償の応答が速い。
- iii) 無効電力を蓄える直流リアクトルは、コンデンサを用いる場合に比べて小形である。
- iv) この補償装置は、電源に並列に接続されるので電源の電圧変動率を劣化させない。

一方、このシステムの限界は、次のようなものである。

- i) 変調周波数を高くして補償可能な高調波周波数を上げるとインバータの転流損が増大する。
 - ii) 大電力用の目的には、サイリスタの電圧定格および di/dt 特性に対して優れたものが要求される。
- なお、このシステムの実用化のためには、さらに以下に述べるような研究が必要である。

- i) 三相回路への応用

本文においては、単相回路への適用例についてのみ

述べたが、三相回路への応用は、同様の考え方で容易に行うことができる。この際、無効電力源としては、1つの直流リアクトルおよび6個のサイリスタより成る三相ブリッジインバータが必要である。

- ii) 効率の改善

インバータ内の転流損を減少させるためには、優れた di/dt 特性および短いターンオフ時間をもつサイリスタが必要であり、このような素子の価格の低減が期待される。しかしながら、例えばサイクロコンバータのような比較的低い周波数の無効電力を発生する回路への応用に際しては、通常の定格のサイリスタで十分である。

また、インバータの転流角の適当な選択により、電源周波数の各半サイクル内の転流数を減らすことが可能である。この場合には、転流角の決定のために複雑な計算が必要となるので、計算機を導入することが必要であろう。

- iii) 応答の改善

電源周波数の半サイクルという応答時間は、アーク炉などのような非常に速い負荷変動に対しては、必ずしも十分ではない。これ以上速い応答を達成するためには、予測制御の技術を導入することが必要であろう。

(1976年1月12日受理)

参考文献

- 1) McMurray, W.: IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, 1974, Oct.
- 2) Erlicki, M. S. and Eigeles, A. E.: IEEE Trans. on Industry and General Applications IGA-4, No. 4, 1968.
- 3) 数野: 電気学会論文誌, 92-B, No. 7, 1972.
- 4) 深尾, 他: 電気学会論文誌, 92-B, No. 6, 1972.
- 5) HARASHIMA, F.: International Conference on Future Progress of Electrical Engineering, 1975, Oct.
- 6) 小山, 原島: 第13回計測自動制御学会学術講演会予稿集, 325/326, 1974, 8月.
- 7) 原島, 稲葉, 小山: 第17回自動制御連合講演会予稿集, 483/484, 1974, 11月.
- 8) 原島, 稲葉, 小山: 昭和50年電気学会全国大会予稿集, 896/897, 1975, 4月.
- 9) 原島, 稲葉, 小山: 生産研究 27, No. 4, 1975.
- 10) 原島, 稲葉, 坪井: 第14回計測自動制御学会学術講演会予稿集, 411/418, 1975., 8月.
- 11) 坪井, 稲葉, 原島: 生産研究 27, No. 10, 1975.