高力率整流器における電流指令波形の電力フローによる考察

正員 大貫俊哉 (東京電機大)
正員 宮下 收 (東京電機大)
正員 前田明志 (東京電機大)

A Power-Flow Consideration of the Current Reference Waveforms of High Power Factor Rectifiers

Toshiya Ohnuki, Member, Osamu Miyashita, Member, and Akeshi Maeda, Member (Tokyo Denki University)

キーワード：高力率整流器，電力フロー，電圧検出方式アクティブフィルタ

1. ま え が き

現在，半導体素子を用いた電力変換装置が各種電気電子機器に多用されており，電源系統の高調波障害が無視できないものとなりつつある⁽¹⁾。この高調波障害は，上位系統の電圧が正弦波であっても発生する。その原因は，受電端に接続された非線形負荷が基本波有効電力を高調波有効電力に変換し受電端側へ逆流させていると考えられており，著者らは，この高調波電力の発生について電力フローを用いて検討した⁽²⁾。また，高調波問題を解決するため，高力率整流器を始めとするさまざまな提案がなされてきた⁽³⁾。

高調波対策を施した多くの制御形高力率整流器においては，電流指令値が必要となる。本論文では，非線形負荷に高調波対策が施された制御形整流器が並列接続されている場合の電力フローを検討し，制御形整流器の電流指令値についての一考察を示す。

2. 電力フロー

図1は，非線形負荷（負荷1）および，制御形高力率整流器（負荷2）が並列接続された回路である。電圧源の電圧 v_s は正弦波とする。なお，ここでは定常状態のみを考え，電源電圧の周期 T と各負荷の電流の周期を同一としている。また，有効電力に対する電力フローのみについて検討するため，電源側インピーダンスは，有効電力に寄与する抵抗分のみとした⁽²⁾。この抵抗分で消費される高調波電力の一部がこれらの負荷より上位系統で発生する高調波障害の原因となると考えられる。

負荷1の電流 i_{s1} を基本波成分 i_{sf1} と高調波成分 i_{sh1} に分離し，

$$i_{s1} = i_{sf1} + i_{sh1} \quad \dots\dots\dots (1)$$

のように考える。また，制御形の高力率整流器においては，整流器の入力電流を波形改善するという観点から，

- (i) 電流の高調波成分を削減し，電流を正弦波とする
- (ii) 電流波形を受電端電圧と相似形かつ同位相とし，受電端からみて純抵抗と等価にする

などが考えられるので，負荷2の電流 i_{s2} を

$$i_{s2} = i_{sf2} + i_{sh2} = G(v_{cf} + kv_{ch}) \quad \dots\dots\dots (2)$$

と置く。ただし， i_{sf2} と i_{sh2} は i_{s2} の基本波成分と高調波成分， v_{cf} と v_{ch} は受電端電圧 v_c の基本波成分と高調波成分， G は負荷2の入力電流の振幅を決定する係数 ($G \geq 0$)， k は定数 ($k \geq 0$) である。 k については，(i)に $k=0$ ，(ii)に $k=1$ が適用される。このときの v_{cf} ， v_{ch} は，

$$\left. \begin{aligned} v_{cf} &= v_s - r(i_{sf1} + Gv_{cf}) \\ v_{ch} &= -r(i_{sh1} + kGv_{ch}) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3)$$

と表わせる。さらに，上式を v_{cf} と v_{ch} について解くと

$$\left. \begin{aligned} v_{cf} &= \frac{v_s - ri_{sf1}}{1 + Gr} \\ v_{ch} &= -\frac{ri_{sh1}}{1 + kGr} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4)$$

となる。負荷1と負荷2の高調波電力 P_{ch1} ， P_{ch2} は，

$$\begin{aligned} P_{ch1} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{ch} i_{sh1} dt = -\frac{1}{T} \int_0^T r(i_{sh1} + kGv_{ch}) i_{sh1} dt \\ &= -\frac{1}{T} \left(1 - \frac{kGr}{1 + kGr} \right) \int_0^T ri_{sh1}^2 dt \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{ch2} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{ch} i_{sh2} dt = -\frac{1}{T} \int_0^T r(i_{sh1} + kGv_{ch}) kGv_{ch} dt \\ &= \frac{1}{T} \left(1 - \frac{kGr}{1 + kGr} \right) \frac{kGr}{1 + kGr} \int_0^T ri_{sh1}^2 dt \quad \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

図1 非線形負荷と制御形整流回路の並列接続

Fig. 1. A parallel connection of a nonlinear load and a controlled rectifier circuit.

図2 非線形負荷・制御形整流器並列時の電力フロー
Fig. 2. Power flow in the circuit of Fig. 1.

で表わせる。 r で消費される高調波電力 P_{rh} は、電源が高調波電力を発生しないことから $P_{rh} + P_{ch1} + P_{ch2} = 0$ となるため(5)、(6)式より

$$P_{rh} = -(P_{ch1} + P_{ch2}) = \frac{1}{T} \int_0^T r(i_{sh1} + kGv_{ch})^2 dt$$

$$= \frac{1}{T} \left(1 - \frac{kGr}{1 + kGr} \right)^2 \int_0^T r i_{sh1}^2 dt \dots\dots\dots (7)$$

となる。これらより、 $P_{ch1} \leq 0$ 、 $P_{ch2} \geq 0$ 、 $P_{rh} \geq 0$ となることがわかる。したがって、高調波電力がこの回路上で発生している場合、負荷1での高調波電力は、 r や負荷2とは逆に発生となっていることがわかる。

(5)～(7)式より、 $k=0$ の場合は、負荷2の高調波電力は零となるが $P_{ch1} = -P_{rh}$ となり、負荷1で発生した高調波電力はそのまま r で消費される。 $k>0$ では負荷1が発生した高調波電力の一部を負荷2で消費していることがわかる。 $k>0$ の時の電力フローは図2のようになる。電源電力 P_s からは、 r での基本波電力 P_{rf} と負荷の基本波電力 P_{cf} が供給されている。負荷1では、電源からの基本波電力 P_{cf1} の一部を高調波電力 P_{ch1} に変換し、 r と負荷2へ逆流させており、負荷1の正味の消費電力は P_{c1} となる。負荷2は、負荷1からの P_{ch1} の一部と電源からの基本波電力 P_{cf2} を合わせた P_{c2} を消費している。

以上より、制御形整流器の電流波形を正弦波とする制御を行った場合($k=0$)、他の非線形負荷の高調波電力には寄与しないが、高調波対策を施した機器自体の高調波電力を零とする動作であることがわかる。一方、受電端電圧と比例するような電流とした場合($k=1$)では、他の機器が発生する高調波電力を減少させる効果がある。また、 k を大きくすることで、制御形整流器は高調波電力をより多く消費するようになるため、他の負荷が発生する高調波電力を除去するいわゆる電圧検出方式の電力用アクティブフィルタとして動作することがわかる。

3. シミュレーションによる検討

本章では図2の検討例として、図中の負荷1および2をそれぞれ、コンデンサ入力形単相全波整流器と理想的な制御形

図3 k の変化による高調波電力
Fig. 3. Harmonic powers for various k 's.

整流器(電流源と等価)とした場合のシミュレーション解析を行う。電源側抵抗 $r=0.5\Omega$ 、電源電圧100V、50Hz(正弦波)、コンデンサ入力形全波整流器の直流側リアクトル $L_d=0.1\text{mH}$ 、平滑コンデンサ $C_d=10,000\mu\text{F}$ とし、制御形整流器の入力電流を(2)式で与え、両整流器の入力 P_{c1} 、 P_{c2} を共に1kWとした。

図3は、 k を変化させたときの P_{rh} 、および P_{ch1} に対する P_{ch2} の割合である。図より負荷1が発生した高調波電力の一部を負荷2で消費し、 r での高調波損失を減少させていることがわかる。また、 k を増加させることによりその割合が増加することもある。このことから、高調波電力の除去という観点から考えると、制御形高力率整流器の電流指令の設定に関しては、電流の正弦波化が唯一の方法ではなく、電流を受電端電圧に比例させる方法($k=1$)や、高調波電力を積極的に利用するような電流($k>1$)とする方法も有効であるといえる。

4. むすび

本論文では、非線形負荷と制御形高力率整流器の並列接続時の電力フローを考察し、制御形の電流指令値について考察した。電力フローの検討の結果、制御形の高力率整流器は、他の機器が発生した高調波電力の系統上位への逆流を低減できることがわかった。また、シミュレーション解析でもその効果が確認され、系統から高調波電力をより多く受電するように電流の指令値を与えることで、電力変換動作だけでなく電圧検出方式の電力用アクティブフィルタとしての機能も高まることがわかった。このような動作をする高力率整流器の詳細な検討については今後の課題とする。

(平成10年2月25日受付、平成10年4月13日再受付)

文 献

- (1) 大島:「高調波規制の現状と動向」平8電気学会全大, S14-3 (1996)
- (2) 大貫・宮下・前田:「電力変換器における電力フローの解析」電学論D, Vol. 116-D, No. 12, 1297-1302 (1996)
- (3) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編:「半導体電力変換回路」電気学会, 著書第6版 (1992)

大貫俊哉 (正員) 電学論D, D-118, No. 6 参照
宮下 収 (正員) 電学論D, D-118, No. 6 参照
前田明志 (正員) 電学論D, D-117, No. 7 参照