電源電流検出制御方式単相電源電流補償装置

正 員 大 西 徳 生 (徳島大学)

Single Phase Line Current Compensator based on AC Line Current Detection

Tokuo Ohnishi (The University of Tokushima)

We proposed the three phase active filter by controlling the ripple power based on the instantaneous AC line power detection. And we showed that the proposed system had many excellent features such as simple construction, high accuracy, high efficiency and so on.

In this paper, we apply this control principle to the single phase power line compensator such as active filter, reactive power compensator. In this case, we must control the instantaneous current waveform instead of ripple components of 2 axis quantities of three phase current or power. The proposed system can be easily constructed and controlled only by detecting the AC line side current and the DC side voltage of the PWM converter. The system has many functions such as a PWM converter, an active filter, a reactive power compensator at the same time without any modifications in addition to the above excellent features.

In this paper, we describe the proposed system comparing with the conventional one and confirm the feasibility of the system by simulation and experimental results.

キーワード：アクティブフィルタ、無効電力補償装置、PWMコンバータ

1. まえがき

近年、電源ラインの高調波問題⁽¹⁾や力率を低下させ電圧変動を招く無効電流に対する改善策として、1) 整流回路などにみられるように装置そのものの改善策と2) 電源ラインの高調波電流や無効電流等の障害電流を打ち消すアクティブフィルタなどの補償装置による改善策が積極的になされるようになってきた⁽²⁾。後者は、個々の装置による対策では対応しきれない電源ラインの障害電流を打ち消す電流を流すことにより一括補償をかけることができるので、電源品質が特に問題となるところで実用化が進んでいる⁽³⁾。

この目的に用いられているアクティブフィルタや無効電力補償装置は、Fig.1の構成において点線で示すように負荷電流に含まれる高調波電流や無効電流成分を検出し、これを相殺する補償電流が流れるように補償装置を働かせる制御方式が一般的である。本補償装置を構成するためには、負荷電流と補償回路電流を別々に検出する二組の電流検出器が必要とされ、システム構成が複雑化するだけでなく、温度変化等に伴い電流検出ゲインに変化があれば、そのまま制御精度の低下につながるなどの問題点が懸念される。

そこで、筆者は先に補償装置を含む電源側の瞬時電流を検出し、障害電流の流入が抑制されるように補償装置を働かせる制御方式の三相アクティブフィルタや無効電力補償

装置について報告した⁽⁴⁾⁽⁵⁾。この方式は電流検出器としては基本的に電源側電流検出のみでよく、制御システムの簡単化や、電流検出器のゲイン変動等による制御精度への影響を受けないすぐれた特徴を有することを明らかにした。

本稿は、この制御原理に基づく単相補償装置について検討を加えたものである⁽⁶⁾。三相システムでは瞬時有効電流と瞬时无効電流に着目した脈動抑制制御方式により制御システムの簡単化を実現していた。単相システムでは、瞬時電流波形そのものに着目しなければならない。

図1 障害電流補償制御システム

Fig.1 Control system of harmful current compensator.

本稿では、Fig.1の構成で点線で示す二つの電流検出の代わりに実線で示すように電源電流検出に基づく制御方式による具体的な単相制御システムの構成法と制御特性、制御精度への影響等について詳細な検討を加える。

なお、電源電流制御方式だけで1) アクティブフィルタや2) 無効電力補償装置に加えて、単独の3) PWMコンバータおよびこれらを組み合わせた種々の制御動作も同時にかけられ多機能化を図ることができるので⁽⁷⁾、これらについても報告する。

2. 従来形制御システムと制御精度

<2.1> 従来形制御システム

Fig.2に、従来形アクティブフィルタの制御システムと動作波形を示す。図示するように、一般には負荷電流 i_L を検出し、フィルタ回路を通して含まれる高調波成分電流 i_{Lh} を抽出し、これと逆位相の電流 $-i_{Lh}'$ を補償回路電流の基準入力として、補償電流の検出量 i_x' がこれを一致するような瞬時値比較制御がかけられる。Fig.2 (b) は方形波負荷電流に対する動作波形を示したものである。実線波形は正常な動作波形であるが、何らかの理由により点線で示すように負荷電流の検出ゲインが低下したとき、補償電流波形は正弦波にはならないことが分かる。このことは、補償装置の電流検出器にゲイン変化があっても同様であり、一度調整された両者間の検出ゲインに変化があれば、制御精度に影響を与えることを示している。

<2.2> 検出誤差と制御精度

負荷電流 i_L および補償電流 i_x の検出量をそれぞれ i_L' 、 i_x' とおくとき、PWM制御回路での突き合わせ量 Δi_a は次式

$$\Delta i_a = i_{Lh}' + i_x' = g_L i_{Lh} + g_x i_x = 0 \quad (1)$$

で示される。ここで、 i_{Lh}' は検出された負荷電流の高調波成分電流である。 g_x 、 g_L はそれぞれの検出ゲインを示す。

(1) 式が零となるようにPWM制御されるので、

$$i_x = - (g_x / g_L) i_{Lh} \quad (2)$$

このとき、電源電流 i_a は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_a &= i_L + i_x = i_{L1} + i_{Lh} + i_x = i_{L1} + i_{Lh} - (g_x / g_L) i_{Lh} \\ &= i_{L1} + (1 - (g_x / g_L)) i_{Lh} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $g_x = g_L$ のとき電源電流 i_a は負荷電流の基本波成分 i_{L1} のみとなり、補償装置に負荷の高調波成分電流を流すことができ、正確なアクティブフィルタ動作が実現できる。ところが、最初に設定した二つの検出器のゲインに差違を生じると(3)式第2項に示す制御誤差を伴うことが分かる。

なお、実回路においては電流比較制御に加えて、PWMコンバータを交流電源電圧の最大値以上の一定の直流電圧のもとで働かせる直流電圧一定制御ループが必要とされる。

さらに、従来形制御方式で無効電力補償を行うためには、負荷電流から無効電流成分を抽出しなければならないので、制御回路が複雑化する。

3. 提案方式無効電力一括補償制御システム

<3.1> 一括補償制御システム

(a) 従来形アクティブフィルタの制御システム

(a) Conventional active filter control system.

(b) 従来システムの動作波形

(b) Operating waveforms of conventional system.

図2 従来の制御手法と問題点

Fig.2 Conventional control method and its problems.

Fig.3にアクティブフィルタと無効電力補償機能を兼ねた提案する電源ライン補償制御システムを示す。

なお、同図で点線で示した直流負荷は、特別な制御システムを付加しなくても種々の補償動作をしながらPWMコンバータ動作も同時に可能であることを示している。

図3 提案制御システム

Fig.3 Proposed control system.

制御システムとしては、電源ラインに設けられた電流検出器の出力 i_a' が、PWMコンバータの動作電圧を決定するために設けられた直流電圧の制御ループからの電流基準出力 i_{xlp}' と一致するようにPWM制御信号を発生させるだけの、極めて簡単な構成で実現することができる。

ここで、電流基準出力 i_{xlp}' は直流電圧 e_d が基準値 E_{dr} と一致するに必要な交流電源電圧と同相の正弦波電流波形で $i_{xlp}' = I_x' \sin(\omega t)$ (4) である。なお、直流電圧検出回路におけるLPFは単相回路では電力脈動が大きいので直流電圧脈動の影響を受けないように設けたものである。

<3.2> 検出誤差と制御精度

さて、提案の制御システムにおけるPWM制御回路での突き合わせ量 Δi_a は

$$\Delta i_a = i_a' - i_{xlp}' \quad (5)$$

で示される。ここで、 i_a' は電源電流 i_a の検出量であり検出ゲインを g_a とおくと次式で与えられる。

$$i_a' = g_a i_a \quad (6)$$

また、電源電流 i_a は、その基本波有効成分電流 i_{alp} と基本波無効成分電流 i_{alq} および高調波成分電流 i_{ah} からなるので、

$$i_a = i_{alp} + i_{alq} + i_{ah} \quad (7)$$

となる。これらを(5)式に代入して次式を得る。

$$\Delta i_a = g_a (i_{alp} + i_{alq} + i_{ah}) - i_{xlp}' \quad (8)$$

従って、 $\Delta i_a = 0$ になるようにPWM制御されたとき、基本波有効成分、基本波無効成分および高調波成分は互いに独立量であるので

$$g_a i_{alp} - i_{xlp}' = 0 \quad (9)$$

$$g_a i_{alq} = 0 \quad (10)$$

$$g_a i_{ah} = 0 \quad (11)$$

これより、補償回路に流れる電流 i_x は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_x &= i_a - i_L \\ &= (i_{alp} + i_{alq} + i_{ah}) - (i_{Llp} + i_{Llq} + i_{Lh}) \\ &= (i_{xlp}' / g_a - i_{Llp}) - i_{Llq} - i_{Lh} \\ &= i_{xlp}' - i_{Llp} - i_{Lh} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、第1項はPWMコンバータが一定の基準電圧 E_{dr} で働くのに必要な補償装置への有効電流成分 i_{xlp} であり、

$$i_{xlp} = (i_{xlp}' / g_a - i_{Llp}) \quad (13)$$

以上より、補償回路には電流検出回路のゲイン g_a の値に関係なく、必要とする交流負荷電流の無効成分電流 i_{Llq} と高調波成分電流 i_{Lh} を流すことができる。従って、Fig.3に示す極めて簡単な制御システムによって基本波無効電力補償とアクティブフィルタ動作を行わせることができる。

なお、PI調節器からの出力 i_{xlp}' は(13)式より

$$i_{xlp}' = g_a (i_{xlp} + i_{Llp}) \quad (14)$$

で与えられ、 g_a の変化に応じて i_{xlp}' は変化するものの、これが制御可能な範囲(飽和および突き合わせ制御精度範囲)内にあれば、何ら支障なく働くことを意味している。

<3.3> 過電流保護

本制御システムは基本波無効電力補償も対象としているため、交流負荷無効電力が大きいとき補償回路電流が大き

図4 電流制限機能付き提案制御システム

Fig.4 Proposed control system with current limiter.

くなる。この過電流を抑制するためには補償回路にも電流検出回路を設け、検出電流が制限値を越えた分 ($i_x > 0$ のとき: $\Delta i_x' = g_x (i_x - i_{xlim})$) だけ補償電流基準を下げることで、過電流保護をかけることができる。このとき、

$$\Delta i_a = g_a i_a - i_{xlp}' + \Delta i_x' = 0 \quad (15)$$

$$\therefore i_a = [i_{xlp}' + \Delta i_x'] / g_a \quad (16)$$

これより(12)式と同様に

$$i_x = (i_{xlp} - i_{Llp} - i_{Lh}) - g_x (i_x - i_{xlim}) / g_a$$

$$\therefore i_x = [i_{xlp} - i_{Llp} - i_{Lh} + g_x i_{xlim} / g_a] / (1 + g_x / g_a) \quad (17)$$

過電流検出回路の電流ゲイン g_x を大きな値にとるとき

$$i_x \approx i_{xlim} \quad (18)$$

補償回路電流は、検出回路ゲイン g_x に関わらず設定電流 i_{xlim} に電流を抑えることができる。

なお、補償電流がこの設定値を越えない動作区間では、通常のアクティブフィルタ、無効電力補償等の補償動作をする事となる。

従って、電流検出器のゲイン変化は通常の制御動作モードにおいても、過電流抑制モードにおいても制御精度に影響することなく動作させることができる。

4. 提案方式アクティブフィルタ制御システム

<4.1> アクティブフィルタ単独制御

上述の一括補償システムは制御システムが極めて簡単であるが、負荷の無効電流が大きいときは過電流保護が働くので、このときアクティブフィルタとしての補償機能は低下することになる。

Fig.5は、アクティブフィルタ動作のみを目的とした提案制御方式に基づく制御システムである。同図に示すように、基本波無効電流でなく基本波負荷電流 i_{Li}' 検出による制御ループを付加するだけで極めて容易に構成できる。これは、基本波有効成分電流については、直流電圧を一定に保つ閉ループ制御系が組まれているため、新たに検出された負荷電流の基本波成分のうち有効成分電流量は制御に関係なくなり、基本波電流のうちの基本波無効成分電流のみが制御ループ信号として働くためである。

図5 アクティブフィルタとしての提案制御システム
Fig.5 Proposed control system as an active filter.

<4.2> 検出誤差と制御精度

さて、提案方式アクティブフィルタの制御システムにおけるPWM制御回路での最終突き合わせ量 Δi_a は

$$\Delta i_a = g_a i_a - g_L (i_{L1p} + i_{L1q}) - i_{x1p} \quad (19)$$

ここで、 $\Delta i_a = 0$ に制御されたとき、先と同様に

$$g_a i_{a1p} - g_L i_{L1p} - i_{x1p} = 0 \quad (20)$$

$$g_a i_{a1q} - g_L i_{L1q} = 0 \quad (21)$$

$$g_a i_{ah} = 0 \quad (22)$$

これより、補償回路に流れる電流 i_x は次式で与えられる。

$$i_x = i_{x1p} + (g_L - g_a) i_{L1q} / g_a - i_{Lh} \quad (23)$$

ここで、 $g_L = g_a$ のとき

$$i_x = i_{x1p} - i_{Lh} \quad (24)$$

となる。従って、最終的には負荷電流の高調波成分電流 i_{Lh} とPWMコンバータの直流電圧が一定の基準電圧を維持することができる損失補償有効電流 i_{x1p} のみが流れることとなり、単独のアクティブフィルタ動作が実現できる。この場合も、高調波補償電流には電流検出ゲイン g_a の影響を受けることなく正確な補償電流が得られる特徴がある。

表1 提案する補償器の機能
Table 1 Functions of proposed compensator.

制御機能	必要な検出量	制御システム
1) PWMコンバータ	i_a e_d	Fig.3 (Fig.4)
2) 全無効電力補償装置	i_a e_d	Fig.3 (Fig.4)
3) アクティブフィルタ	i_a i_L e_d	Fig.5
4) 1) + 2)	i_a e_d	Fig.3 (Fig.4)
5) 1) + 3)	i_a i_L e_d	Fig.5
6) 2) + 3) = 2)	i_a e_d	Fig.3 (Fig.4)
7) 1) + 2) + 3) = 4)	i_a e_d	Fig.3 (Fig.4)

注) Fig.4はFig.3に過電流保護回路を付加したもの

表2 動作条件
Table 2 Operating conditions.

交流電源電圧 (正弦波)	E_a (V)	100
交流電源周波数	f_a (Hz)	60
交流負荷電流 (方形波)	I_L (A)	10
直流基準電圧	E_{dr} (V)	150
直流キャパシタ	C_d (μ F)	1000
交流リアクトル	L_a (mH)	2
スイッチング周波数	f_s (kHz)	5

なお、(23)式に示されるように、 $g_L = g_a$ のとき、僅かな無効電流がPWMコンバータに流れることとなるが、極めて僅かな量であり、アクティブフィルタ動作そのものにはほとんど影響を与えることがない。

5. 提案制御システムの機能

Table 1に提案の制御システムで制御可能な機能とシステム構成上必要とする検出量および上述のシステム構成図との対応関係を整理して示す。

いずれの場合もPWMコンバータの直流電圧制御に直流電圧 e_d の検出は必要であり、電源電流 i_a を検出して構成されるFig.3の制御システムを基本としている。そして、表中に示すように1)、2)、3)の基本動作から交流負荷および直流負荷接続状態だけで1)、2)、3)の機能を併せもった多機能化が図られる。なお、2)の全無効電力補償とは基本波無効電力補償に高調波無効電力補償(アクティブフィルタ機能)を含めたもので、3)のアクティブフィルタ動作は基本波無効電力補償を含まないものである。2)が3)を含むため6)は2)、7)は4)と同じである。

6. シミュレーション解析結果

Table 2の回路条件のもとで提案方式の制御動作をシミュレーション解析結果について検討する。

ここで、PWMコンバータの動作基準電圧 E_{dr} は動作上必要な電源電圧の最大値(141V)以上で、運転効率の低下を抑えるため、あまり高くない値として150Vに選んだ。

図6 提案制御システムの動作波形
Fig.6 Operating waveform of proposed control system

次に、交流リアクトル L_a はPWMスイッチング周波数 f_s を数kHz(5kHz)としたことから、スイッチング周波数成分による電流の振幅を定格電流の十分の1程度以下に抑えるため2mHに選んだ⁽⁸⁾。また、直流キャパシタ C_d は振幅10Aの方形波交流負荷電流補償時に直流電圧のリプル値を数%程度に抑えられる値として1000 μ Fに選んだ。

なお、PWMスイッチング制御は電流突き合わせ量からPI調節器を通した後、三角波比較による方式を用いた。

<6.1> 提案方式制御システムの特性

Fig.6は、提案の制御システムにおいて、交流電源 e_a に交流負荷として方形波負荷電流 i_L が流れたときの補償動作波形を示している。直流電圧 E_d は基準値 $E_{dr}=150$ Vに制御されると共に、PWM制御電圧 e_b により補償回路電流 i_x として、正弦波の電源電流波形 i_a が得られ、アクティブフィルタとしての動作が確認される。

なお、ヒゲ状の電流波形は、急峻な負荷電流変化に対して、補償装置の電流変化が交流リアクトル L_a のためできないことによるものである。

一方、 L_a の値は、先に述べたようにスイッチング周波数を高くすれば小さくできるが、スイッチング損失等が増加するので、これらを総合して、適切な値に選ぶ必要がある。

また、図中の i_{x1p} 'は電流検出ゲインを1としたときの直流電圧が一定に制御できる大きさの基準電流波形である。

<6.2> 従来形制御システムとの比較

Fig.7は、電流検出ゲインが0.7倍に変化したときの(a)提案制御システムと(b)従来形制御システムにおけるアクティブフィルタ制御動作波形の比較を示したものである。

同図(a)は提案する制御システムで電源電流検出ゲイン変化に応じてPI調節器からの電流基準信号 i_{x1p} 'に変化(低下)がみられる他は、Fig.6と同じ満足のいく補償動作が実現できていることが確認される。

一方、同図(b)の従来形システムでは、負荷電流の検出ゲインが0.7倍になったことで、補償すべき電流基準値が必要な補償電流より小さくなった分だけ十分な波形補償ができなくなっていることが確認される。

このように、提案する制御システムでは電流検出ゲイン変化が極端でないかぎり、補償装置としての動作波形に変化はなく極めて安定でロバストな外乱に強い制御システムが実現できることが分かった。

<6.3> 多機能化特性

Fig.8は、Fig.3に示した提案の基本システムの多機能化の例として遅れの方波負荷電流に対する補償(負荷基本波無効電力補償を有するアクティブフィルタ)動作に加えて、PWMコンバータの直流回路にも負荷($R_L=50\Omega$)を接続したときの動作波形である。方形波遅れ負荷にもかかわらず、電源電流 i_a は直流回路で消費される電力の有効成分電流をも含んだ電源電圧と同相の力率1の正弦波波形に制御されていることが分かる。

<6.4> 過電流抑制制御特性

さらに、この動作状態において、補償回路に過電流保護

(a) 提案形制御システム

(a) Proposed control system.

(b) 従来形制御システム

(b) Conventional control system.

図7 電流ゲイン変化時の制御動作波形の比較

Fig.7 Operating waveforms at current gain variation.

図8 多機能コンバータとしての制御動作波形

Fig.8 Operating waveforms as multi-functional converter.

図9 過電流制限付きシステムの制御動作波形

Fig.9 Operating waveforms with over current limiter.

機能を付加した Fig.4 に示す制御システムにおいて、電流制限値を 1.2 A に設定したときの動作波形を Fig.9 に示す。

設定電流を越えようとする区間だけ過電流制限がかかり、補償装置の保護が有効に機能している事が分かる。なお、電流検出ゲインを大きくとっているので、電流制限値も検出器のゲイン変化の影響を受けないことが確認されている。

7. 実験結果

実験回路条件をシミュレーション解析と同じ (Table 2) にした PWM コンバータ主回路を IGBT モジュールを用いて構成し、提案方式の制御システムの実験を行った。

Fig.10 は基本動作として、交流回路負荷は何も接続しないで PWM コンバータの直流回路に抵抗負荷 (50 Ω) を接続したときの実験動作波形である。直流電圧を一定に保つに必要な正弦波の基準電流 i_{xlp} と一致する正弦波電流がコンバータ回路に流入していることが分かる。

次に Fig.11 は、交流回路に整流回路負荷を接続したときのアクティブフィルタとしての実験動作波形である。同図 (a), (b) は電流検出器のゲインを変化させたときの動作波形であり、両者とも方形波の負荷電流からほぼ同じ正弦波の電源電流波形が得られており、電流検出器のゲイン変化の影響を受けないことが実験においても確認された。

Fig.12 は、これに遅れの負荷電流も加わったときの補償動作波形例であり、何れも制御回路を調整することなく、ほぼ力率 1 の正弦波電流波形が得られていることが分かる。

なお、これら実験における回路損失は扱った電力の数%以下と大変少なく、単独の PWM コンバータ動作において、1 kW 負荷のとき効率は 95% 程度と高い値が得られた。

8. むすび

従来形制御システムが負荷電流検出に基づき補償すべき電流基準を発生させ補償電流制御をかけているのに対し、提案する制御システムは基本的に電源電流検出のみで電源電流を正弦波にする制御手法で、次のような特徴がある。

- 1) 電流検出器は基本的には 1 個で構成できる。
- 2) 電流検出器の細かいゲイン調整が不要である。
- 3) ゲイン変化等、外乱の影響を受けにくく安定性が高い。
- 4) 無効電力補償等を含む多機能化制御が容易である。
- 5) 過電流保護も電流検出器のゲインに依存しない。

なお、先に提案した電源瞬時電力脈動低減方式三相補償システム⁽⁴⁾⁽⁵⁾でもこれらの基本的な特徴は変わらない。

提案の単相システムでは、瞬時電流波形制御をする必要があるが、提案の制御システムでは上述のように極めて簡単に構成でき安定に制御できることがシミュレーション解析、実験結果を通じて明らかになった。

装置容量の低減化⁽⁹⁾についても、三相システムと同様に可能であるが、詳細な検討結果については別の機会に報告する。

(平成 8 年 6 月 3 日受付、平成 8 年 10 月 24 日再受付)

図 10 PWM コンバータの実験動作波形

Fig.10 Experimental waveforms as PWM converter.

(a) 電流検出ゲイン 100%

(a) Current gain 100%

(a) 電流検出ゲイン 50%

(b) Current gain 50%

図 11 電流検出ゲインと制御動作波形

Fig.11 Operating waveform for current gain .

図 12 多機能コンバータとしての制御動作波形

Fig.12 Operating waveforms as multi-functional converter.

文 献

- (1) 大島:「高調波規制の現状と動向」H8 電気学会全大,S14-3.
- (2) 水木:「最近のアクティブフィルタ技術」、H8 電気学会全大 S14-2.
- (3) 竹田:「大容量機器における対応技術」、電学論D, 115, 1095, (平7-9) .
- (4) T.Ohnishi,H.Yamauchi: "A Novel Control Strategy of Active Filter",Conf. Rec. of IPEC Tokyo,IEEEJ, Vol.2, pp.783-790,Tokyo,1990.
- (5) 大西、山内:「電源瞬時電力脈動低減方式アクティブフィルタ」、電学論D,111,921, (平3-11) .
- (6) 大西:「電源電流波形検出方式単相電源補償装置」、H8 電気学会全大、No.865.
- (7) 石川:「アクティブフィルタの多機能化」、H8 電気学会全大、S14-6.
- (8) 大西:「力率制御方式三相電圧形PWM制御電力変換装置」、電学論D,110,821, (平2-7) .
- (9) 大西、皆本:「電源瞬時電力脈動低減方式LC併用形アクティブフィルタの容量低減」、電学論D,113,760, (平5-6) .

大西 徳生

(正員) 1947年9月30日生。1972年3月徳島大学大学院修士課程修了。同年4月徳島大学工業短期大学部助手、同講師、同助教授を経て1990年徳島大学工学部助教授、1995年同大学工学部教授、現在に至る。工学博士。主として、パワーエレクトロニクスと電動機制御および太陽光発電電力変換制御システムに関する研究に従事。IEEE、計測自動制御学会、パワーエレクトロニクス研究会会員。