

# 三相入力電圧不平衡時における高力率コンバータの特性補償方法

奥井 芳明

Yoshiaki Okui

## 1. まえがき

電源系統における高調波電流などの公害問題や省エネルギー問題の対策として、AC-DCコンバータの入力電流を正弦波に整形し、かつ力率をほぼ1にする三相高力率コンバータがいくつか報告されてきた<sup>(1)</sup>。しかしながら、これらのコンバータの特性解析は三相交流入力電圧が平衡状態であるという仮定で議論されている場合が多い<sup>(2)</sup>。三相交流入力電圧が不平衡の状態では三相高力率コンバータを動作すると入力電流が歪んだり、直流出力電圧に低次周波数成分を含む。また、三相入力電圧の不平衡は実際には存在するものであり、三相高力率コンバータの特性が悪化する。本論文では三相交流入力電圧が不平衡状態になっても高力率コンバータの特性が悪化しない補償システムについて検討したものであり、以下の内容について述べる。

(1)入力電圧不平衡時における高力率コンバータの特性

(2)特性補償回路の提案

(3)シミュレーションおよび実験による検証

## 2. 不平衡時における高力率コンバータの特性

三相交流電圧が不平衡になると高力率コンバータの特性が悪化することを、単相降圧チョッパを多重接続した三相高力率コンバータを例にとり述べる。

図1に本高力率コンバータの主回路構成を示した<sup>(3)</sup>。三相入力電圧をトランスによって絶縁させて各相を分離している。そして、各相は降圧チョッパをベースとして構成されており、PWM制御によって入力電流*i*が正弦波状かつ力率が1になるように制御されている。ここで、PWM信号の振幅を1としたものをPWM関数*F*とすると次式のように表わすことができる<sup>(4)</sup>。

$$F = M \sin \omega t + F_h \dots (1)$$

ここに、*M*: 変調率 ( $0 < M < 1$ )

*F<sub>h</sub>*: PWMパターンに起因する関数

出力側フィルタのリアクトル*L<sub>dc</sub>*が電流源として作用し、各相の降圧チョッパによって、リアクトル電流*i<sub>L</sub>*が各相に振り分けられる。従って、各相の降圧チョッパのスイッチに流れる電流*i<sub>s</sub>*はPWM関数*F*を用いて次式のようになる。

$$i_s = |i_L(M \sin \omega t + F_h)| \dots (2)$$

このうち、*F<sub>h</sub>*に関する成分は入力に配置したフィルタのコンデンサ*C<sub>ac</sub>*から供給され、残りの成分が入力電流*i*となり次式のように表わされる。

$$i = i_L M \sin \omega t \dots (3)$$

従って、リアクトル電流*i<sub>L</sub>*が一定ならば入力電流*i*は正弦波になることが分る。

また、直流電圧*V<sub>dc</sub>*は各相の降圧チョッパの出力を多重接続し、フィルタを通す

ことによって得ている。式(1)に従ってPWM制御されているため、各相の降圧チョッパの出力電圧 $V_f$ は次式のように表わすことができる。

$$\begin{aligned} V_f &\approx |e| \times (M \sin \omega t + F_h) \\ &= \sqrt{2} M E_{ac} \sin^2 \omega t + |e| \times F_h \\ &= \frac{\sqrt{2} M E_{ac} (1 - \cos 2 \omega t)}{2} + |e| \times F_h \quad \dots(4) \end{aligned}$$

ここに、 $e$ : 交流入力電圧の瞬時値 ( $e = \sqrt{2} E_{ac} \sin \omega t$ )

$E_{ac}$ : 交流入力電圧の実効値

このままでは電源周波数の2倍の低周波成分が存在するため、三相平衡電圧の和がゼロになるという原理に基づき多重接続すると合成電圧 $V_{3f}$ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} V_{3f} &= V_{fu} + V_{fv} + V_{fw} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} \{ M_u E_{acu} + M_v E_{acv} + M_w E_{acw} - M_u E_{acu} \cos 2 \omega t \\ &\quad - M_v E_{acv} \cos 2 (\omega t + \frac{2\pi}{3}) - M_w E_{acw} \cos 2 (\omega t + \frac{4\pi}{3}) \} \\ &\quad + \{ |e_u| F_{hu} + |e_v| F_{hv} + |e_w| F_{hw} \} \quad \dots(5) \end{aligned}$$

ここに、添字 $u, v, w$ は $U, V, W$ 相に対応している。

もし三相交流入力電圧が平衡状態であれば、各相の実効値は等しくなる。すなわち $E_{ac} = E_{acu} = E_{acv} = E_{acw}$ となる。従って、各相の変調率の大きさは等しくなり ( $M = M_u = M_v = M_w$ )、合成電圧 $V_{3f}$ は次式のように表わされる。

$$V_{3f} = \frac{3ME_{ac}}{\sqrt{2}} + \{ |e_u| F_{hu} + |e_v| F_{hv} + |e_w| F_{hw} \} \quad \dots(6)$$

この合成電圧は右辺第1項の直流成分と第2項のスイッチングに関する高周波成分のみとなる。合成電圧 $V_{3f}$ には低周波成分が含まれていないため $L_{dc}$ に流れるリアクトル電流 $i_L$ には低周波成分は含まれない。従って、リアクトル電流 $i_L$ が低周波成分を含まない直流電流となるため式(3)のように入力電流 $i$ は正弦波に制御される。また、合成電圧 $V_{3f}$ の高周波成分は $L_{dc}$ と $C_{dc}$ で構成された直流側の平滑フィルタによって除去され、次式のように低周波成分を含まない直流電圧 $V_{dc}$ を得ることができる。

$$V_{dc} = \frac{3ME_{ac}}{\sqrt{2}} \quad \dots(7)$$

もし、三相交流入力電圧が不平衡状態になると式(5)から式(6)のように変形することはできず、合成電圧 $V_{3f}$ には低周波成分が含まれる。従って、リアクトル電流も低周波成分を含み、式(3)から入力電流が歪むことが分かる。また、直流側の平滑フィルタは、合成電圧 $V_{3f}$ の高周波成分を除去するものであるため、直流電圧にも低周波成分が現れる。[図2](#)に入力電圧が不平衡となったときの各部実測波形を示した。不平衡率 $k$ は10%であり、次式で表されている<sup>(5)</sup>。

$$k = \frac{E_2}{E_1} \dots (8)$$

ここに、 $E_1$ : 正相分電圧  
 $E_2$ : 逆相分電圧

図2(b)の入力電流  $i_w$ は図2(a)に示したように入力電圧が不平衡になっているため歪んでいる。図2(c)に示したようにリアクトル電流  $i_L$ は低周波成分とスイッチングに起因する高周波成分が存在し、図2(d)に示している直流電圧  $V_{dcl}$ には低周波成分のリプルが存在している。

### 3. 不平衡時における高力率コンバータの特性補償方法

#### 3.1 特性補償回路の提案

三相交流入力電圧が不平衡状態にある時、式(5)の  $\cos 2\omega t$  の項を消去することができないためコンバータの特性が悪化してしまった。ここで、もし各相の変調率が次式のように各相の入力電圧の実効値に従って変化すれば三相入力電圧が不平衡状態にあっても式(5)の  $\cos 2\omega t$  の項を消去することが可能となる。

$$M_u \cdot E_{acu} = M_v \cdot E_{acv} = M_w \cdot E_{acw} = M \cdot \overline{E_{ac}} \dots (9)$$

本三相高力率コンバータの制御は、入力側に配置したトランスによって電氣的に絶縁しているため各相独立に制御することができる。従って、各相毎の変調率を容易に変化させることが可能となる。そこで、各相毎の修正した変調率を求める。式(9)は三相入力電圧の平均値と各相の実効値の比である不平衡比  $k'$  を用いることによって次式のように変形することができる。

$$\frac{M}{k'_u} k'_u \overline{E_{ac}} = \frac{M}{k'_v} k'_v \overline{E_{ac}} = \frac{M}{k'_w} k'_w \overline{E_{ac}} = M \overline{E_{ac}} \dots (10)$$

$$k'_u = \frac{E_{acu}}{\overline{E_{ac}}}, k'_v = \frac{E_{acv}}{\overline{E_{ac}}}, k'_w = \frac{E_{acw}}{\overline{E_{ac}}} \dots (11)$$

よって、各相の変調率  $M_{u,v,w}$  は次式のように表すことができる。

$$M_u = \frac{M}{k'_u}, M_v = \frac{M}{k'_v}, M_w = \frac{M}{k'_w} \dots (12)$$

次にこれらを実現するための制御回路を示す。図3に三相入力電圧不平衡時における三相高力率コンバータの特性補償ブロック図を示した。電流検出器のいないフィードフォワード制御によって補償している。まず、各相の入力電圧を検出して各相の入力電圧実効値を得る。さらに、これを用いて三相の平均値を算出し不平衡比  $k'$  を得る。不平衡比  $k'$  によって各相の変調率は修正され信号  $V_{r1}$  を得る。この信号  $V_{r1}$  と直流電圧の誤差信号を乗算し、リファレンス信号  $V_r$  となる。

#### 3.2 第三調波注入法による補償範囲の拡大

本高力率コンバータでは、三角波状のキャリア信号とリファレンス信号を比較し、得られたパルス信号によって制御するPWM方式を用いている。キャリア信号のピークとリファレンス信号のピークが一致した時、変調率が1となりそれ以上で過変調 ( $M > 1$ ) となる。過変調となるとキャリア信号を越えた部分はPWM制御の機能を失う。

入力電圧が不平衡となったときのコンバータの特性は、式(12)のように基準変

調率Mを不平衡比k'で除算することによって補償した。従って、不平衡比k'が基準変調率Mより小さくなったとき、補償されたリファレンス信号V<sub>r1</sub>の変調率M<sub>u,v,w</sub>は過変調となる。基準変調率は式(7)に示したように直流電圧の設定値によって決まってくるものであり、設定電圧が高いほど補償範囲が狭くなる。

そこで、補償範囲を拡大させる方法としてリファレンス信号に第三調波を注入する方法を検討する。図4にリファレンス信号に第三調波を注入した時の波形を示した。台形波状の波形が第三調波を注入した波形である(s=0以外のリファレンス信号)。第三調波をリファレンス信号に注入することにより合成したリファレンス信号のピークを下げるができる原理を使う(6)。基準変調率Mが1より大きくなってもリファレンス信号がキャリア信号のピークを越えないため過変調領域でも制御性を持たすことができる。

ここで、基本波に対してs倍の振幅を持つ第三調波を注入した場合、基準リファレンス信号V<sub>rb</sub>は次式のように表わすことができる。

$$V_{rb} = A \sin \omega t + sA \sin 3\omega t \dots (13)$$

ここに、A: 基本波の振幅

次に基準リファレンス信号V<sub>rb</sub>のピーク値を最小にするsの値を求める。まず、基準リファレンス信号V<sub>rb</sub>を時間tで微分をすると次式のようになる。

$$\frac{dV_{rb}}{dt} = A(1 - 9s + 12s \cos^2 \omega t) \cos \omega t \dots (14)$$

上式から  $\omega t = \sqrt{\frac{9s-1}{12s}}$  の時、基準リファレンス信号V<sub>rb</sub>は図4のような最大値をとり次式の値となる。

$$V_{rm} = \frac{A}{3} \sqrt{\frac{(3s+1)^3}{3s}} \dots (15)$$

さらに基準リファレンス信号の最大値V<sub>rm</sub>を次式のようにsで微分し、その極値を求める。

$$\frac{dV_{rm}}{ds} = \frac{A(6s-1)}{6s} \sqrt{\frac{(3s+1)}{3s}} \dots (16)$$

すなわち、s=1/6(16.6%)の時、基準リファレンス信号V<sub>rb</sub>は基本波の振幅Aに対してピーク値が0.866Aとなる最小値を得る。従って、基準リファレンス信号V<sub>rb</sub>のピーク値V<sub>rm</sub>をキャリア信号のピークまで上げることにより見かけ上の変調率M'は次式の範囲でリニアな制御が可能となる。

$$0 < M' < 1.13 \dots (17)$$

リニアな制御が可能となる範囲が1.13倍に広がったため、入力電圧不平衡時におけるコンバータの特性補償範囲も1.13倍拡大できることを示している。また、見かけ上の変調率を1.13とすることで出力電圧を13%向上できることも示している。

このように第三調波を注入することによって補償範囲を拡大することができたが、リファレンス信号に第三調波を注入するため、相電流は第三調波を含んだ台形波状の電流となる。しかし、入力トランスの一次側の結線をデルタ結線にしているため、相電流に存在する第三調波はキャンセルされ、入力線電流は正弦波状の電流となる(7)。図5にU相の入力線電流 i<sub>u</sub>と相電流 i<sub>pu</sub>の実測波形を示した。相電流は第三調波が注入されているため台形波状となっているが、線電流は第三調波がキャンセルされ正弦波状になっていることが分かる。

## 4. シミュレーションおよび実験による検証

次にこの特性補償回路をシミュレーションおよび実験によって確認をした。実験には10[kW]の出力容量を持つ試作機を用いた。シミュレーションおよび実験条件は表1に示した値を用いた。図6には実験において不平衡入力電圧を得るための回路構成を示した。各相は入力トランスによって絶縁されているため、I.V.R. (Induction Voltage Regulator の略)をW相に挿入することができる。三相入力電圧不平衡の状態はこのI.V.R.によってW相の電圧を変化させることによって得ている。

図7に特性補償回路を用いた場合の各部の波形を示した。

表1 シミュレーションおよび実験における回路条件

項目	記号	数値[単位]
出力電力	$P_o$	10 [kW]
入力電圧	$E_{ac}$	200 [V]
出力電圧	$E_{dc}$	250 [V]
入力コンデンサ	$C_{ac}$	10[ $\mu$ F]
出力リアクトル	$L_{dc}$	1 [mH]
出力コンデンサ	$C_{dc}$	10 [mF]
キャリア周波数	$f_c$	15.6[kHz]

不平衡率 $k$ が10%の時の波形である。ここでは、第三調波は注入していない。図2(b)の入力電流  $i_w$ は歪んでいるが、図7(b)の入力電流  $i_w$ は図7(a)のようにW相の入力電圧  $e_w$ が減少しているにもかかわらず、正弦波状かつ力率がほぼ1に制御されている。図2(c)のリアクトル電流  $i_L$ は低周波成分が存在しているが、図7(c)のように補償を行なった場合のリアクトル電流  $i_L$ は低周波成分が存在せずスイッチングに起因する高周波成分のみとなっている。図7(d)に示している直流電圧  $V_{dc}$ についても同様に補償回路を用いた場合は低周波成分のリプルは存在していない。

図8には特性補償回路を用いて不平衡率 $k$ を20% ( $E_{acw}=100[V]$ )にしたときの各部波形を示した。図7(e)のリファレンス信号  $V_{rw}$ は過変調となっていないが(キャリア信号のピーク値  $V_{cm}$ は10[V]に設定してある)、図8(e)のW相のリファレンス信号  $V_{rw}$ は過変調となっている。そのため、図8(b)の入力電流  $i_w$ はピーク付近で歪んでしまっている。さらに、リアクトル電流  $i_L$ にも低周波成分が存在しており、出力電圧  $V_{dc}$ にも低周波リプルが含まれている。

図9にはリアクトル電流  $i_L$ に含まれる低周波の高調波電流  $I_h$ と不平衡率 $k$ の関係を示した。実測値とシミュレーション値を比較して示した。120,240[Hz]両成分とも実測値とシミュレーション値は良く一致している。また、図10には入力電流の歪率  $\sigma$ と不平衡率 $k$ の関係を示した。こちらの実測値もシミュレーション値と比較している。各相の入力電流の歪率  $\sigma$ の実測値はシミュレーション値と一致している。両図とも不平衡率が約15%付近から特性が悪化し始めている。平衡状態で交流入力電圧を200[V]、直流電圧を250[V]に設定した場合、式(7)から基準変調率は0.58となる。また、式(8),(11)から不平衡比 $k'$ が0.58となるときに不平衡率は16.3%となる。従って、図3に示したように基準信号を不平衡比で除算しているためリファレンス信号は不平衡率が16.3%以上で過変調となり、リニアな制御ができなくなった。しかしながら、不平衡率が16.3%以下では、三相入力電圧が不平衡であっても提案した補償回路を用いることにより、高力率コンバータの特性を補償できることをシミュレーションおよび実験によって確認できた。

また、補償できる範囲は不平衡比 $k'$ と基準の変調率 $M$ によって決定されるもの

である。直流電圧の設定値を高くすると補償範囲は狭まってしまうが、第三調波をリファレンス信号に注入することによって補償範囲を1.13倍にすることができ、上述した悪化するポイントを高くすることができる。

---

## 5. むすび

---

本論文で述べた内容をまとめると以下のようなになる。

- (1) 電流検出器を用いないフィードフォワード制御による三相入力電圧不平衡時における高力率コンバータの特性補償方法を提案した。
- (2) 上記補償システムを用いた場合、不平衡比 $k'$ が基本変調率 $M$ の値より小さくなった時、補償されたリファレンス信号 $V_{r1}$ は過変調となりリニアな制御ができなくなった。つまり、補償範囲は不平衡比 $k'$ と基準変調率 $M$ によって決定されるものである。直流電圧の設定値を高くすると補償範囲は狭まってしまうが、第三調波をリファレンス信号に注入することによって補償範囲を1.13倍拡大できることを示した。
- (3) 補償されたリファレンス信号が過変調とまらない範囲では、三相入力電圧が不平衡であっても入力電流や直流出力電圧の特性が悪化しないことをシミュレーションと実験によって確認した。

---

### 参考文献

- (1) 植田明照, 上田茂太, 本部光幸:「正弦波入力電流形GTOコンバータの制御法と特性」, 電気学会論文誌D, Vol.107-D, No.11, pp.1316-1323(1987).
- (2) 野中作太郎, 金新民:「新電流形GTOコンバータのPWM制御と定常特性」, 電気学会論文誌D, Vol.109-D, No.2, pp.90-97(1989).
- (3) 奥井芳明, 水野勉, 山田一:「三相電流形多重接続高力率コンバータの特性解析」平8電気学会産業応用部門全国大会講演論文集Ⅱ, No.151, pp.35-40(1996).
- (4) 電気学会:「半導体電力変換回路」, 半導体電力変換方式調査専門員会編, オーム社, pp.114-123(1987).
- (5) IEEE, "The New Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms", fifth edition newly revised and expanded, p.1431, IEEE std 100-1992.
- (6) M.A.Boost, P.D.Ziogas, "State-of-the-art carrier PWM techniques: a carrier evaluation", IEEE Trans. on Ind. Applic. vol2, p.271(1988).
- (7) 奥井芳明, 水野勉, 山田一:「単相降圧チョッパを多重化した三相高力率コンバータの過変調特性」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-97-47, pp.69-74(1997).

---

奥井 芳明

1992年入社

パワーシステム事業部 設計第1部

無停電電源装置に関する設計、開発に従事。博士(工学)

---



図2 入力電圧が不平衡となったときの各部実測波形

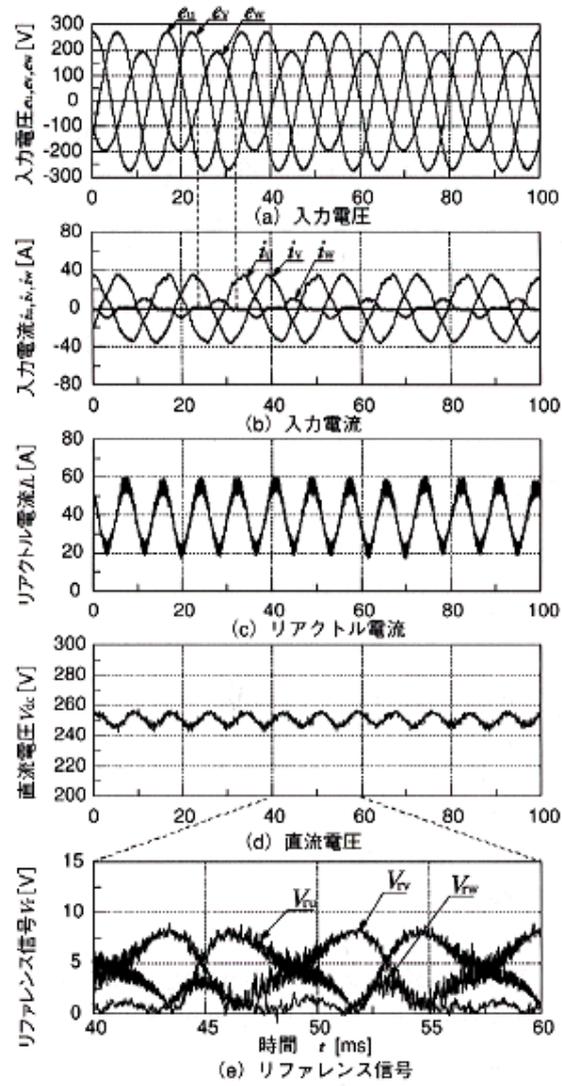


図3 三相入力電圧不平衡時における  
三相高力率コンバータの特性補償ブロック線図

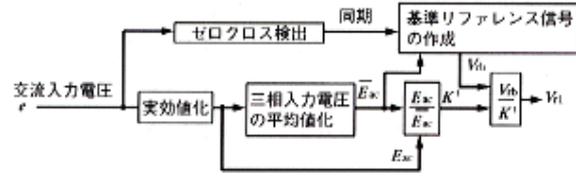


図4 リファレンス信号に第三調波を注入した時の波形

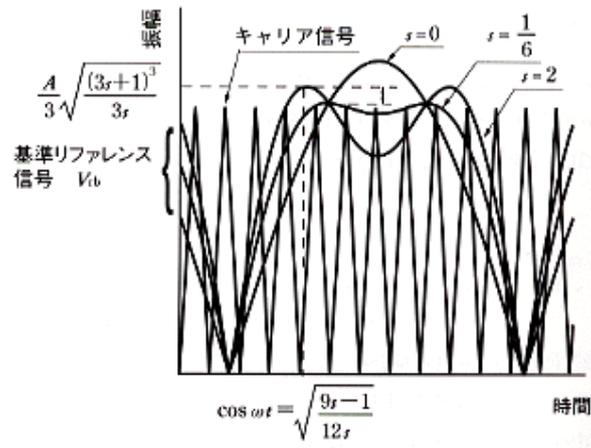
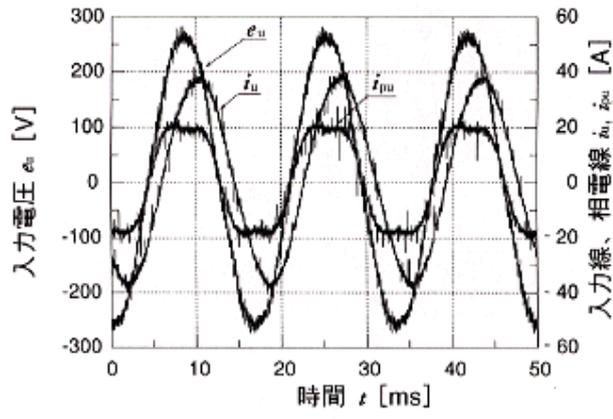
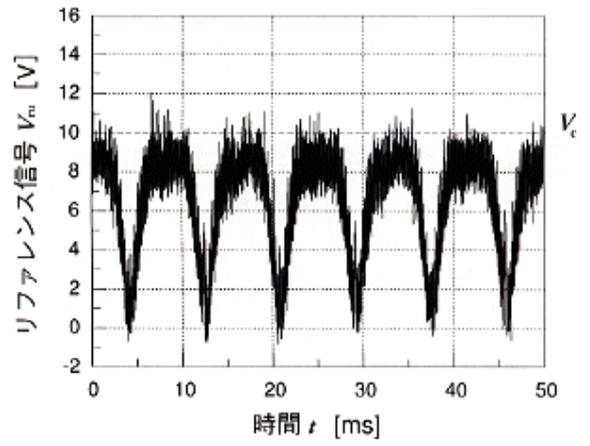


図5 入力線電流と相電流およびリファレンス信号の実測波形



(a) 入力線電流と相電流の実測波形



(b) リファレンス信号の実測波形

図6 不平衡入力電圧を得るための回路構成

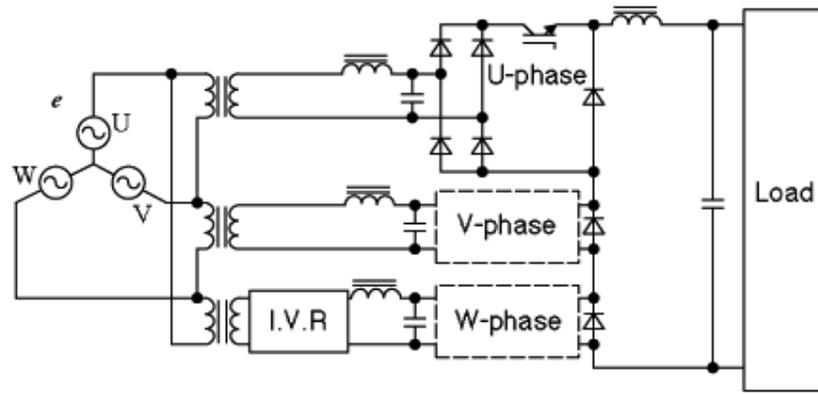


図7 特性補償回路を用いた場合の各部波形(不平衡率 $k=10\%$ )

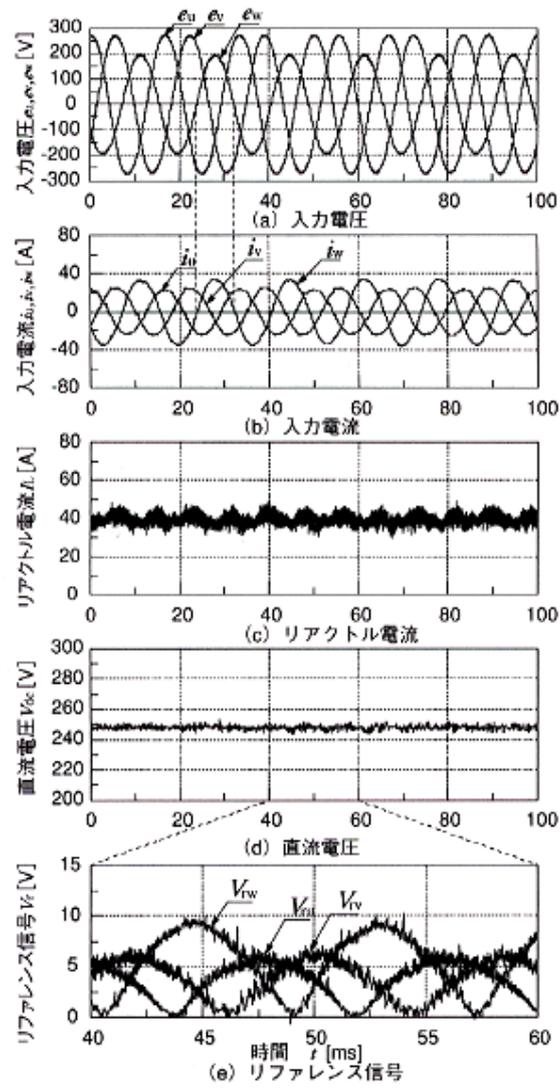


図8 特性補償回路を用いた場合の各部波形  
 (不平衡率 $k=20\%$ ,  $E_{acw}=100[V]$ )

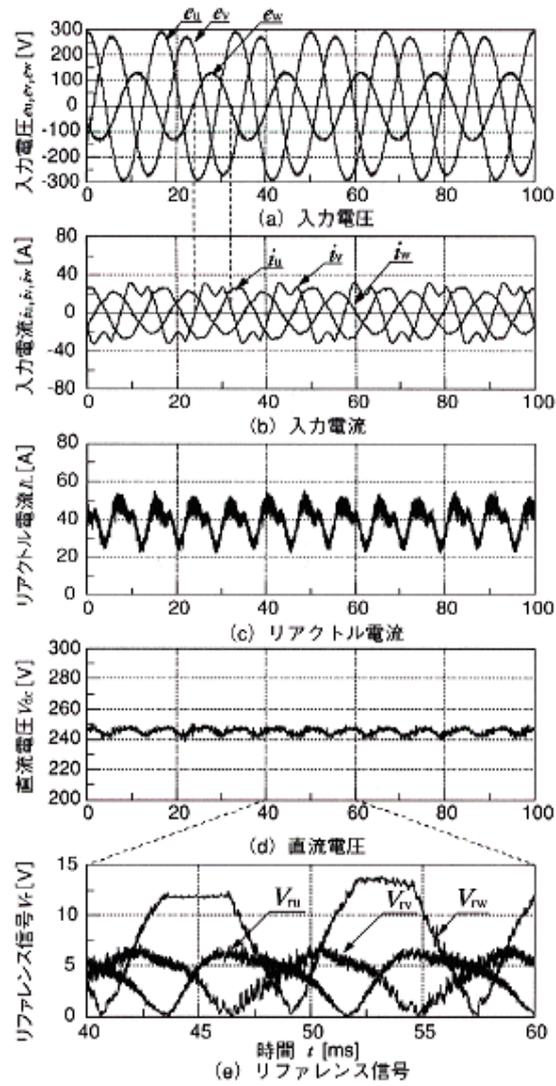


図9 リアクトル電流 $i_L$ に含まれる低周波の高調波電流 $i_h$ と不平衡率 $k$ の関係

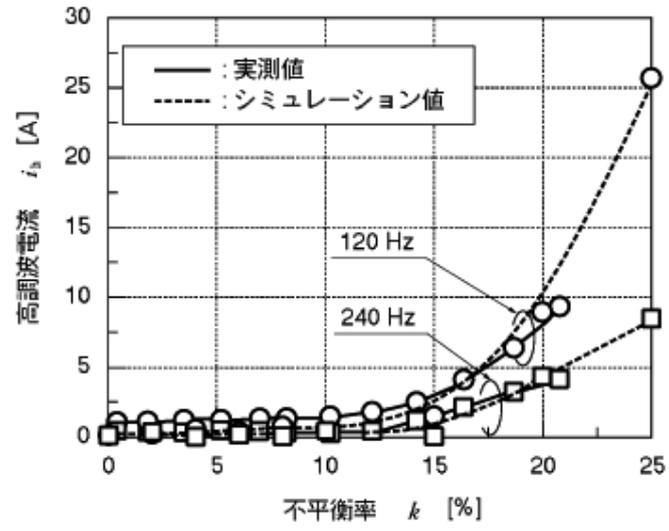


図10 入力電流の歪率 $\sigma$ と不平衡率 $k$ の関係

