

瞬時電力に着目した 電源電圧センサレスPWMコンバータの力率1制御

富木 広明* 野口 季彦 近藤 正示 高橋 勲
(長岡技術科学大学)

1. はじめに

近年、インバータの普及にともない、その直流電源部として使用されるダイオード整流回路の問題点が顕在化してきた。このダイオード整流回路は入力力率の低下や高調波障害を引き起こすため、高性能・高機能を要求する分野では専らPWMコンバータが用いられている。PWMコンバータは入力電流に含まれる高調波を低減できるうえ、入力力率を1に制御することが容易である。さらに回生動作が可能であるため、電動機駆動システムや系統連系太陽光発電システムにも幅広く使用され、種々の制御法が精力的に研究されている。

PWMコンバータの制御法としては、電流マイナーループを構成して電源電圧と同期した電流制御を行い、直流リンク電圧を管理する方式が一般的である。このためPWMコンバータには通常、3種類のセンサが必要とされる。

- (1) 電源電圧検出用センサ(トランス, フォトカプラ, アイソレーションアンプなど)
- (2) 電流フィードバック用センサ(ホールCTなど)
- (3) 直流リンク電圧フィードバック用センサ(アイソレーションアンプ, フォトカプラなど)

これらのうち(2)と(3)は過電流保護や過電圧保護機能も兼ねるため除去することはできない。しかし、(1)の電圧センサはPWM

コンバータの構成を単純化し信頼性を向上させる観点から、センサレス化することが望ましい。このような目的のもとに最近ではコントローラ内部で電源電圧の実効値と位相を推定し、入力力率を1に制御する手法が提案されている⁽¹⁾。

これに対し、本論文では従来の方式とは異なる電源電圧推定アルゴリズムを用いて、PWMコンバータの総合入力力率を1に制御する手法を提案する⁽²⁾。このアルゴリズムはPWMコンバータのスイッチングモードと系統電源の瞬時有効・無効電力に着目し、電源電圧を推定するものであり、電源電圧の瞬時値を対象とするため基本波だけでなく高調波も正確に推定することができる。本稿では以上の制御理論を展開するとともに、シミュレーションと実験により提案する手法の妥当性を検証した。その結果、良好な制御特性を確認できたので以下に報告する。

2. 瞬時電力に着目した電源電圧推定法

<2.1> 電源電圧推定法の原理

図1にPWMコンバータの主回路を示す。ここで、 v_a, v_b, v_c は三相電源の相電圧、 i_a, i_b, i_c は各相の線電流、 V_{dc} はPWMコンバータの直流リンク電圧を表している。また L は系統連系リアクトル、 C は直流平滑コンデンサで、PWMコンバータの負荷として抵抗 R を考える。なお、PWMコンバータのスイッチング素子が上にオンした

場合は S_a, S_b, S_c を 1, 下にオンした場合は S_a, S_b, S_c を 0 と表現する。

図 1 の PWM コンバータにおいて系統電源側の瞬時皮相電力 s は次式で定義される。

$$s = p + jq = \mathbf{v} \mathbf{i}^* \dots \dots \dots (1)$$

ここで p は瞬時有効電力, q は瞬时无効電力であり, それぞれ, s の実数部と虚数部を構成している。また, \mathbf{v} は系統電源の瞬時複素電圧ベクトル, \mathbf{i} は瞬時複素電流ベクトルであり, これらは次式で定義される。

$$\mathbf{v} = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3}) \dots \dots \dots (2)$$

$$\mathbf{i} = i_\alpha + ji_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3}) \dots (3)$$

したがって, p と q を電源電圧および電流で表すと次のようになる。

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \dots \dots \dots (4)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c \} \dots \dots \dots (5)$$

すなわち, 瞬時有効電力は電源電圧と電流の

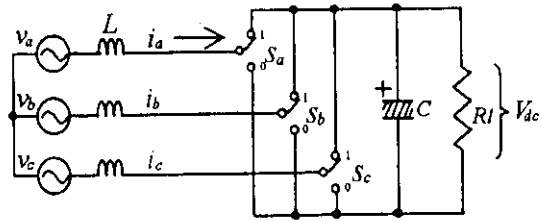


図 1. PWM コンバータの主回路

内積で求められ, 瞬时无効電力はそれらの外積で求められる。本稿で提案する電源電圧推定法では(4)式と(5)式の瞬時有効・無効電力を中間変数として電源電圧 v_a, v_b, v_c を推定する。しかし, (4)式と(5)式は電源電圧 v_a, v_b, v_c が必要であるため, センサレス化するにあたりこれらを消去しなければならない。そこで, 線電流 i_a, i_b, i_c と直流リンク電圧 V_{dc} , 系統連系リアクトル L を用いて PWM コンバータの各スイッチングモードにおける瞬時有効・無効電力を求めると表 1 のような結果が得られる。この表からわかるように, 瞬時有効電力と瞬时无効電力

表 1. スイッチングモードと瞬時有効・無効電力

S_a, S_b, S_c	瞬時有効電力 \hat{p}	瞬时无効電力 \hat{q}
1, 0, 0	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c) + V_{dc} i_a$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_c}{dt} i_b - \frac{di_b}{dt} i_c) - V_{dc}(i_b - i_c) \}$
1, 1, 0	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c) - V_{dc} i_c$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_b}{dt} i_a - \frac{di_a}{dt} i_b) + V_{dc}(i_a - i_b) \}$
0, 1, 0	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c) + V_{dc} i_b$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a) - V_{dc}(i_c - i_a) \}$
0, 1, 1	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c) - V_{dc} i_a$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_c}{dt} i_b - \frac{di_b}{dt} i_c) + V_{dc}(i_b - i_c) \}$
0, 0, 1	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c) + V_{dc} i_c$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_b}{dt} i_a - \frac{di_a}{dt} i_b) - V_{dc}(i_a - i_b) \}$
1, 0, 1	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c) - V_{dc} i_b$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a) + V_{dc}(i_c - i_a) \}$
0, 0, 0	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c)$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_b}{dt} i_a - \frac{di_a}{dt} i_b) \}$
1, 1, 1	$L(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c)$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \{ 3L(\frac{di_b}{dt} i_a - \frac{di_a}{dt} i_b) \}$

力の各演算式はスイッチングモード S_a, S_b, S_c に応じて1対1に対応しているため、それらの組み合わせによって演算アルゴリズムを切り換えなければならない。なお、これらの演算式では機器パラメータとして L を必要とするため、瞬時有効・無効電力は推定値 \hat{p}, \hat{q} として表されている。

次に、以上の演算法に基づいて得られた \hat{p}, \hat{q} を用いて電源電圧の推定値 $\hat{v}_a, \hat{v}_b, \hat{v}_c$ を求める。瞬時有効電力 p と瞬时无効電力 q は次式のように表すこともできる。

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ -i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

通常、PWMコンバータでは上式の電流行列は正則であるから、 v_α, v_β について解くことができる。そこで表1で求められた \hat{p}, \hat{q} を代入し、さらに二相三相変換を施すと(8)式のように電源電圧推定値 $\hat{v}_a, \hat{v}_b, \hat{v}_c$ を得ることができる。

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_b \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

以上の電源電圧推定法において対象とした変数はすべて瞬時値であるため、電源電圧

の基本波だけでなく高調波も推定することができる。

<2.2> 各種PWMコンバータの電源電圧センサレス制御法

以上に述べた電源電圧推定法を用いることにより各種PWMコンバータにおいて電源電圧センサを用いずに入力力率を1に制御することが可能となる。図2～図4にここで提案する電源電圧推定法を適用したPWMコンバータの回路構成を例示する。図2は瞬時値比較形電流制御方式に基づくPWMコンバータに適用した場合である。従来は電圧センサで検出した電源電圧 v_a, v_b, v_c と直流リンク電圧制御ループの操作量(PI制御器の出力) I^* を乗ずることで線電流指令値 i_a^*, i_b^*, i_c^* を得ていた。図2ではこれに代わって電源電圧推定値 $\hat{v}_a, \hat{v}_b, \hat{v}_c$ を用いることによりセンサレス化を実現している。また、図3は三角波キャリア変調形電流制御方式に基づくPWMコンバータに適用した場合である。この場合も先程と同様に電源電圧を検出する代わりに電源電圧推定値を用いて線電流指令値を得ることができる。一方、図4は著者らが既に提案したPWMコンバータの有効・無効電力

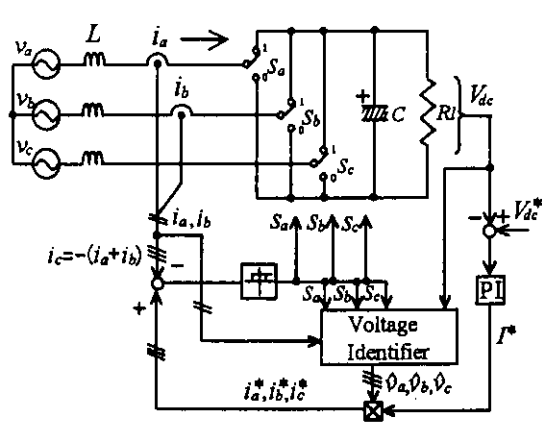


図2. 瞬時値比較形電流制御方式

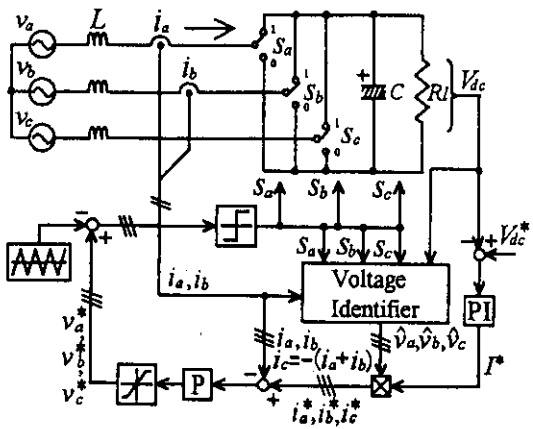


図3. 三角波キャリア変調形電流制御方式

瞬時値比較制御法⁽³⁾をセンサレス化した場合である。この方式は瞬時有効・無効電力をフィードバックし、PWMコンバータのスイッチングによってそれらを直接的に制御するものである。このとき必要となる瞬時有効電力と瞬时无効電力の演算には先程述べた推定値 \hat{p} , \hat{q} を利用し、電源電圧ベクトルの位相判別には \hat{v}_a , \hat{v}_b , \hat{v}_c を用いることでセンサレス化が可能となる。この有効・無効電力瞬時値比較制御法に今回提案した電源電圧推定法を適用することによって、中間変数である \hat{p} , \hat{q} を有効に活用することができる。

以下の議論では、最も一般的な図3の構成に基づいてシミュレーションと実験を行い、その制御特性について検討する。

3. シミュレーションと実験による検証

<3.1> シミュレーション結果

表2にシミュレーションで用いた主回路のパラメータを示す。図5は連続時間系で力率1制御を行った場合の定常特性を示している。これより表1に基づく瞬時有効電力 \hat{p} と瞬时无効電力 \hat{q} は良好に推定されており、その結果、電源電圧推定値 \hat{v}_a は真値とよく一致している。また、 \hat{v}_a を基準にした電流制御によって力率1制御が実現されていることがわかる。次に直流リンク電圧指令値 V_{dc}^* を300 [V] から320 [V] にステップ的に変化させた場合の過渡応答を図6に示す。このような瞬時電力の過渡的な変化に対しても安定に電源電圧の推定が行われており、力率1制御が実現されている。

以上は理想的な連続時間系でシステムを構成した場合のシミュレーションであるが、実際にはDSP等を用いて離散時間系で構成するため、シミュレーションにおいても

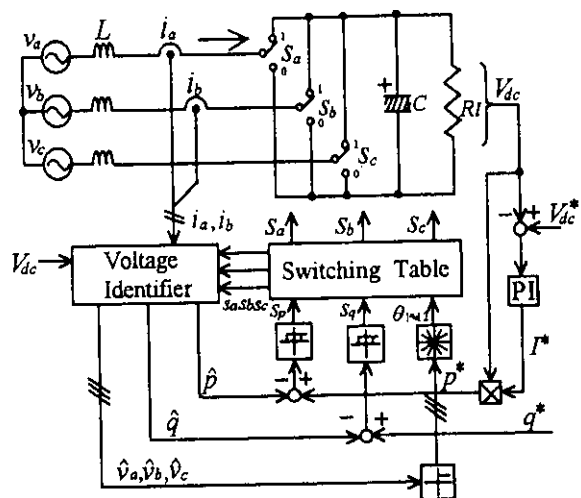


図4. 有効・無効電力瞬時値比較制御方式

表2. 主回路のパラメータ

系統連系リアクトル	25 [mH]
直流平滑コンデンサ	4700 [μ F]
負荷抵抗	80 [Ω]
キャリア周波数	8 [kHz]
系統電源	200 [V], 50 [Hz]
直流リンク電圧指令値	300 [V]

一定の制御周期を考慮しなければならない。

図7は実際のシステムを念頭におき、制御周期を15 [μ s]、電流検出分解能を12 [bit]としたときの定常特性である。図5と図7を比べると電源電圧推定値にスパイクノイズが周期的に現れていることがわかる。しかし、このような状態においても力率1制御が実現されており、安定した直流リンク電圧制御が行われている。これは高周波成分に対して電流制御系のループゲインが低下しているためである。なお、この離散化にともなう推定誤差については後節で検討する。

<3.2> 実験システムの構成

図8に実験システムの構成を示す。PWMコンバータの主回路は表2に示した素子

をもった場合についてシミュレーションを行った。シミュレーションの条件は前述の通りであり、制御周期は15 [μ s]、電流検出分解能は12 [bit]とした。図21(a)は L が設定値に対して+20 [%]と大きい場合の定常特性である。各推定値にはわずかな推定誤差が見られるが、大幅な制御特性の劣化には至らない。これに対して、 L が設定値よりも-20 [%]と小さい場合の定常特性を図21(b)に示す。(a)と比較して各推定値のリップルが増大し、それにもない線電流波形も歪む。以上のように正負いずれのパラメータミスマッチに対しても、提案する方式は制御特性が不安定になったり、大幅に劣化することはない。

4.3 電源高調波の影響

系統電源に第5次高調波が10 [%]重畳している場合を想定し、電源電圧センサレス制御のシミュレーションを実施した。図22はその特性を示したもので、電源電圧 v_a とその推定値 \hat{v}_a はよく一致し、線電流 i_a にも第5次高調波が見られる。このように電源電圧と線電流はほぼ相似波形となることから、総合力率の向上を期待できる。同様の条件で実験を行った結果を図23に示す。この場合もシミュレーションと同様に良好な推定特性と力率制御特性が得られた。

以上のように本稿で提案する推定法によれば、基本波力率だけでなく総合力率を改善できることが実証された。

5. まとめ

本論文では電源電圧センサを用いることなくPWMコンバータの力率を1に制御する方法を提案し、シミュレーションと実験により種々の制御特性を検証した。以下に

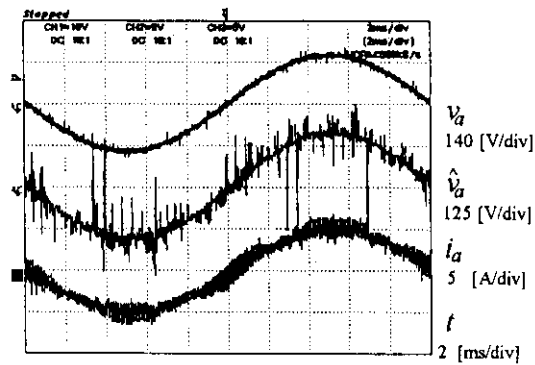


図18. 電源電圧推定波形の改善結果

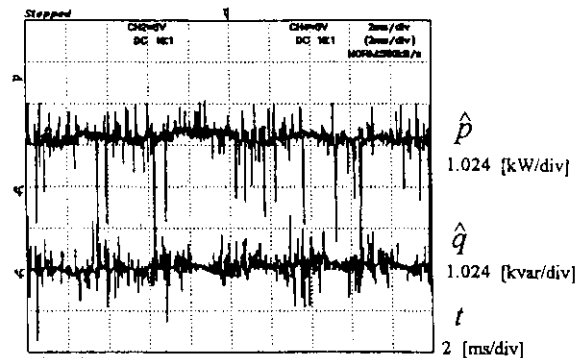


図19. 瞬時有効・無効電力波形の改善結果

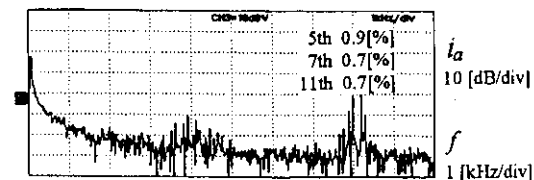


図20. 波形改善後のFFT解析結果

ここで得られた結論を列挙する。

- (1) 提案する電源電圧センサレス制御法により、定常状態だけでなく過渡状態においても力率を1に制御することができる。
- (2) 総合力率においては電圧センサ付きの場合と同程度の結果が得られ、重負荷時においては99 [%]以上の値が得られた。
- (3) 効率においては電圧センサ付きと比較して1 [%]程度減少した。これは線電流波形の歪みに起因するものと考えられる。
- (4) 系統連系リアクトルのパラメータミス

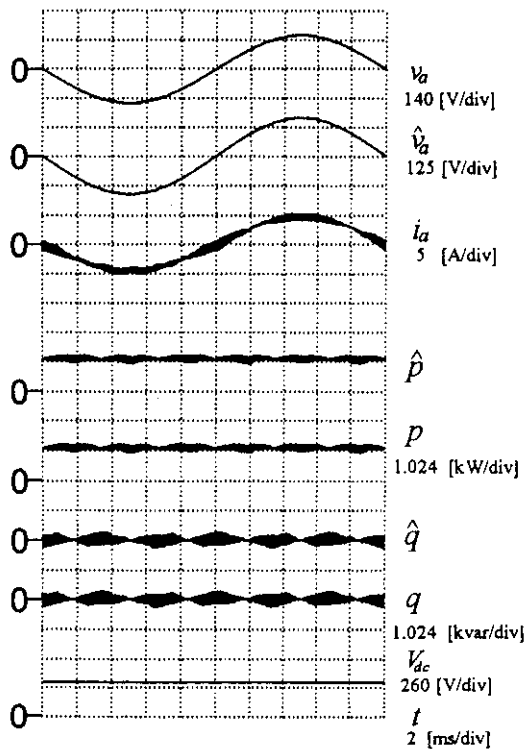


図5. 電源電圧センサレス制御時の定常特性(シミュレーション)

で構成し、系統側の電流センサにはホールCT、直流リンク電圧センサにはアイソレーションアンプを採用した。一方、PWM回路を除いて、すべての制御回路はデジタルハードウェアで構成されている。前述の推定演算はDSP(TMS320C50)を用いて行われており、内部ソフトウェアタイマを利用して制御周期は15[μ s]一定に保たれている。

図9はDSPで処理する推定演算のフローチャートである。系統側の線電流やPWMコンバータのスイッチングモードをサンプルした後、表1と(7)式、(8)式等の推定演算に従い電源電圧推定値を求めてD/Aコンバータに出力する。以上の処理を125[μ s]で実行し、残り25[μ s]は待機状態とする。このように極めて高速なソフトウェア処理を実現するため、電流検出用のA/Dコンバータも高サンプリングレート

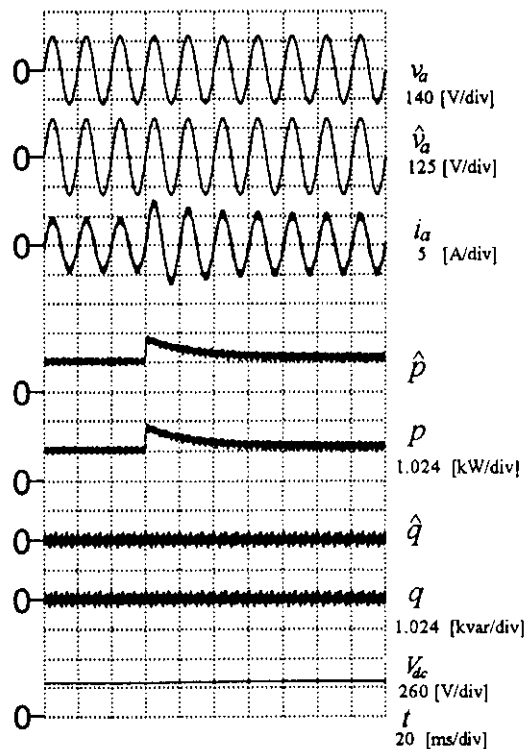


図6. 電源電圧センサレス制御時の過渡特性(シミュレーション)

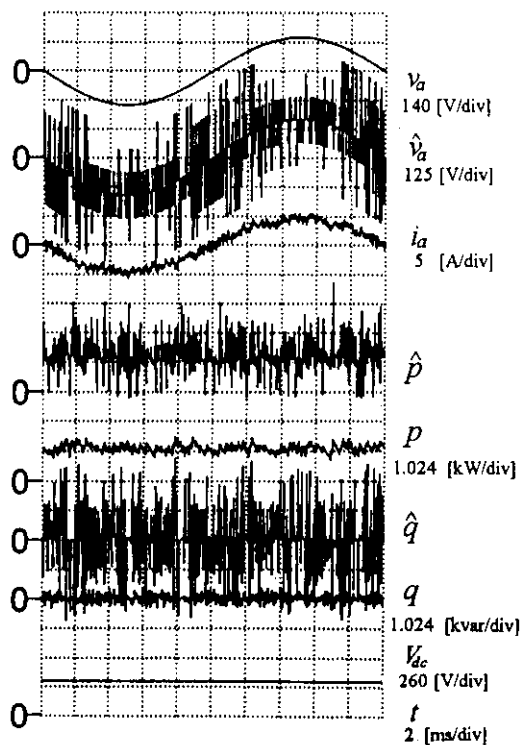


図7. 離散時間系で実現した電源電圧センサレス制御特性(シミュレーション)

のもの(ADS-231)を使用した。これに対して直流リンク電圧の検出はそれほど高速である必要はないため、比較的低速なA/Dコンバータを用いて変換し、1サンプル前の値を使って制御を行う。

〈3.3〉 実験結果

図10と図11に以上の実験システムを用いて力率1制御を行った場合の電源相電圧 v_a とその推定値 \hat{v}_a 、線電流 i_a 、瞬時有効電力の推定値 \hat{p} 、瞬时无効電力の推定値 \hat{q} を示す。これより、相電圧と線電流は同相となっているため入力力率が1に制御できていることがわかる。また、瞬時有効電力の推定値はほぼ一定となっているのに対し、瞬时无効電力の推定値は零である。電源相電圧推定値にはシミュレーションでも見られたスパイク状の推定誤差が発生しているが、図11の瞬時有効電力と瞬时无効電力の推定値にすでに見られることから、これらの推定演算において何らかの問題が生じていると推測される。

次に直流リンク電圧の指令値 V_{dc}^* をステップ的に変化させた場合の各部波形を図12に示す。この図は上から電源相電圧 v_a 、線電流 i_a 、直流リンク電圧制御ループの操作量(電流振幅指令値) I^* 、直流リンク電圧 V_{dc} を表している。実験では V_{dc}^* を300[V]

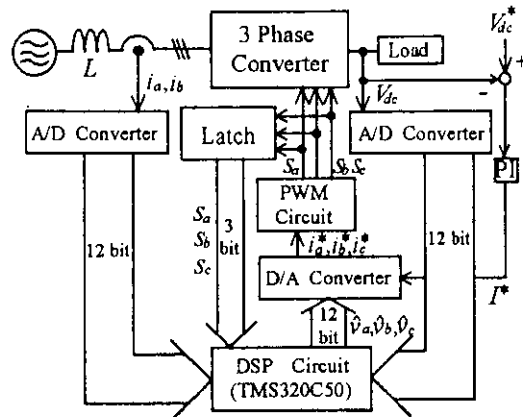


図8. 実験システムの構成

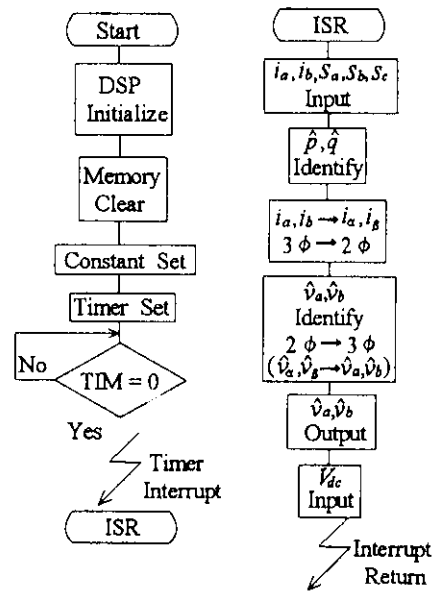


図9. DSP処理プログラムの流れ図

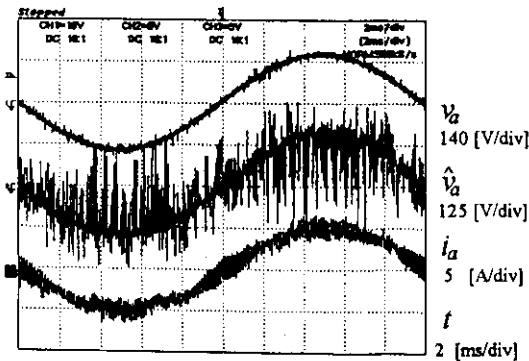


図10. 電源相電圧の推定値と線電流

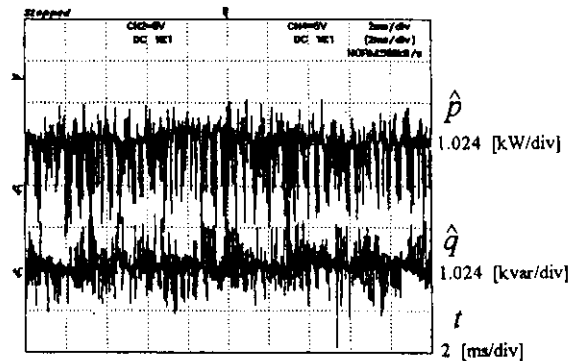


図11. 瞬時有効・無効電力の推定値

から320 [V]に急変させたが、このような過渡状態においても安定に制御されており入力力率が保たれている。このことから提案する手法は、瞬時的な電源電圧を推定することができるため、定常状態だけでなく過渡状態においても有効であることがわかる。

図13に電圧センサを用いて電源電圧を推定した場合と本稿で提案する電源電圧推定法を用いた場合の総合力率を示す。これより提案方式が軽負荷時で0.8 [%], 重負荷時で0.5 [%]劣ってはいるものの、最大総合力率99 [%]以上という良好な特性を示した。

同様に電圧センサ付きの場合と本推定法を用いた場合の効率特性を図14に示す。これより提案方式は軽負荷時に2 [%], 重負荷時に0.6 [%]程度の効率低下が確認された。これは電源電圧推定値に含まれる高調波成分が電流指令値に反映した結果、線電流の高調波が増大したためと思われる。また、後述するように系統連系リアクトルLのパラメータミスマッチにより線電流波形に歪みが生じる。この歪みによっても効率が低下するものと考えられる。

図15に電圧センサ付きの場合と本推定法を適用した場合について、線電流をFFT解析した結果を示す。この解析結果からは、提案方式が第5次高調波に関して1.7 [%]程度減少したものの、第7次と第11

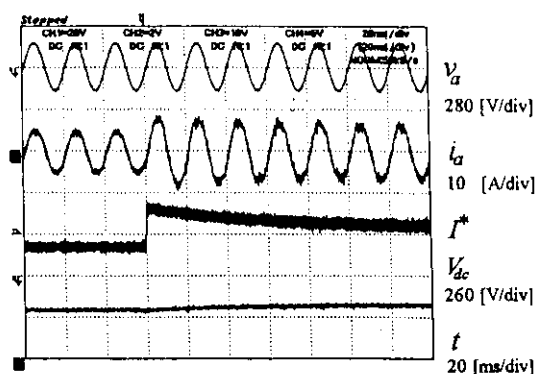


図12. 直流リンク電圧のステップ応答

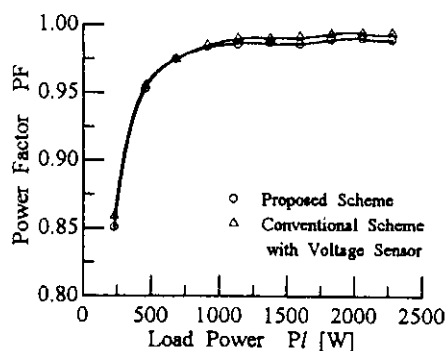


図13. 負荷率に対する総合力率の特性

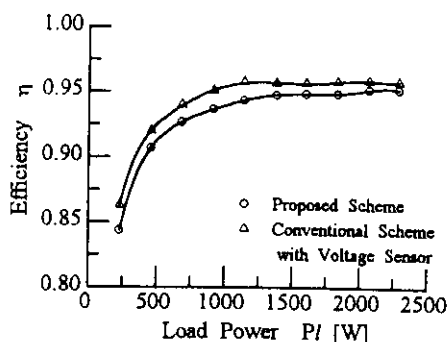
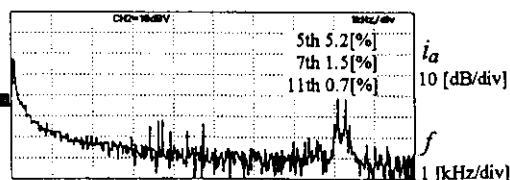
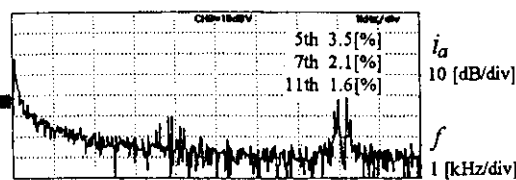


図14. 負荷率に対する効率の特性



(a) 電圧センサ付き



(b) 本推定法

図15. 線電流波形のFFT解析結果

次高調波においては0.5～1.0 [%]程度増加することが確認された。

4. 提案する制御方式に対する考察

〈4.1〉 電源電圧推定波形の改善

前節のシミュレーション波形と実験波形において、電源電圧推定値にスパイクノイズ状の推定誤差が生じることを指摘した。ここでは、その原因と対策について検討する。図16は線電流波形が有するPWMリップルを拡大したものである。表1で示したように瞬時有効電力 \hat{p} 、瞬时无効電力 \hat{q} の推定演算には各相の線電流微分値が必要である。実際には離散時間系で実現するため差分により近似する。したがって、量子化分解能が高ければ、図16の t_{n+1} と t_{n+2} における差分は十分な精度で微分値として扱うことができる。しかし、 t_{n+2} と t_{n+3} のようにスイッチングのタイミングを挟んでサンプルした場合は差分に大きな誤差を生じる。そこで、1サンプル前のスイッチングモード S'_a, S'_b, S'_c と新しいスイッチングモード S_a, S_b, S_c とを比較し、同じであれば表1の推定演算を実行し、そうでなければ1サンプル前の推定値を用いるようにする。

図17は以上の対策を施した場合のシミュレーション結果である。これより、 \hat{p} と \hat{q} はそれぞれの真値とわずかに異なるが、大きなスパイクノイズ状の推定誤差は一切生じていないことがわかる。その結果、電源電圧推定値においても誤差がなくなり、推定波形が大幅に改善される。一方、図18と図19は同様の実験結果である。前節で示した実験波形と比較して瞬時有効・無効電力推定値、電源電圧推定値の波形が非常に良好となる。

次に図20に推定波形改善後の線電流に

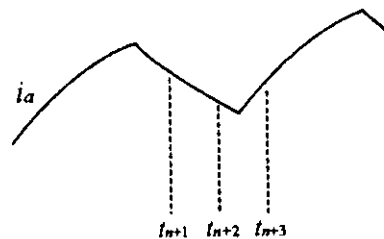


図16. 離散化の影響(電流波形の拡大図)

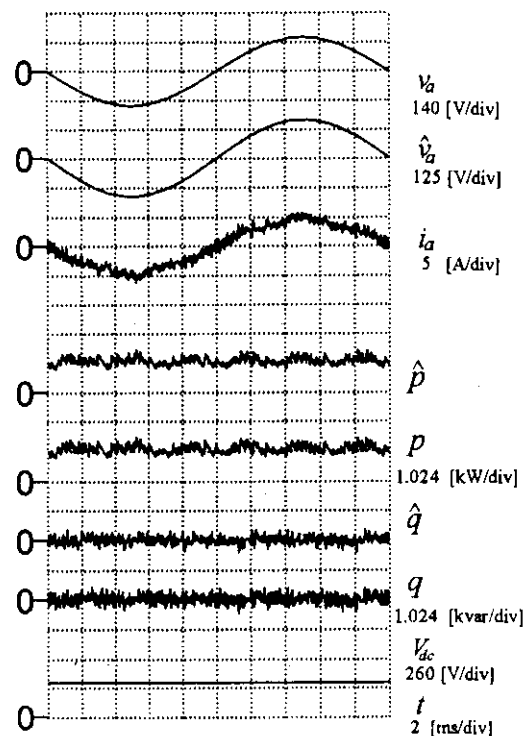


図17. 電源電圧推定波形の改善結果(シミュレーション)

関するFFT解析結果を示す。これより改善前と比べて第5次高調波で2.6 [%]、第7次高調波で14 [%]の改善が見られた。

〈4.2〉 パラメータミスマッチの影響

提案方式では機器パラメータとして系統連系リアクトル L の値を用いて、電源電圧の推定演算を行う。このためパラメータミスマッチが生じた場合には、制御特性が劣化すると考えられる。そこで制御装置の設定値に対して、実際の値が ± 20 [%]の誤差

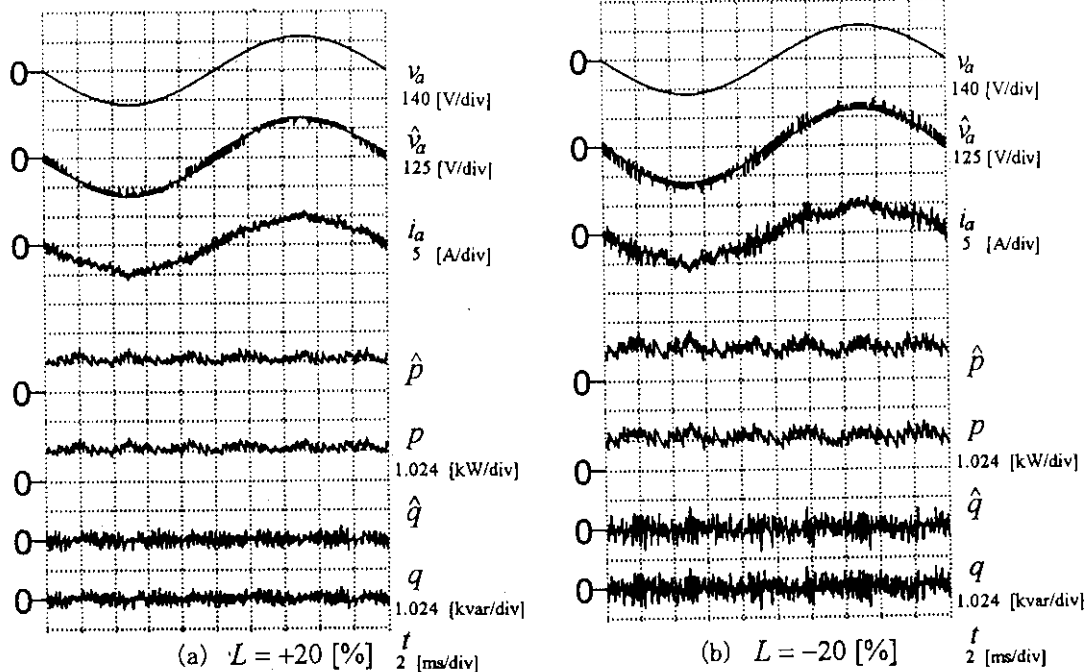


図 21. パラメータミスマッチがある場合の制御特性(シミュレーション)

マッチにより電源電圧推定値等のリップルが増大するが、制御特性が大幅に劣化することはない。

(5) 系統電源に高調波が重畳した場合でも、忠実に電源電圧を推定することができるため、総合力率を向上させることができる。

今後は著者らが提案した有効・無効電力瞬時値比較制御形PWMコンバータに本推定法を適用し、さらなる制御特性の向上を図っていく所存である。

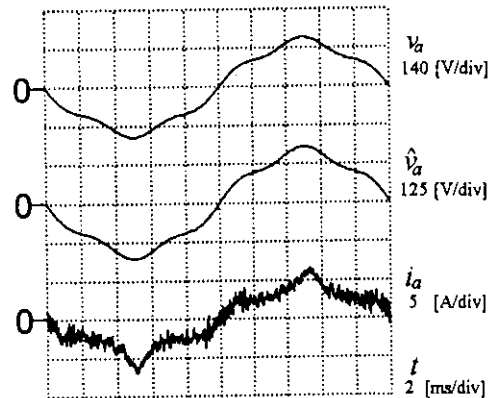


図 22. 電源高調波重畳時の制御特性(シミュレーション)

文 献

- (1) 竹下・小林・松井：「電源電圧センサレス三相PWMコンバータの一方式」電学論D, 114, 1211~1219 (平6-12)
- (2) 富木・野口・近藤・高橋：「三相電源電圧センサを用いないPWMコンバータの力率1制御法」電学東京支部新潟支所大, C-21, 135~136 (平7-11)
- (3) 富木・野口・近藤・勝俣：「PWMコンバータの瞬時電力直接制御法」電学産応大, 305~308 (平7-8)

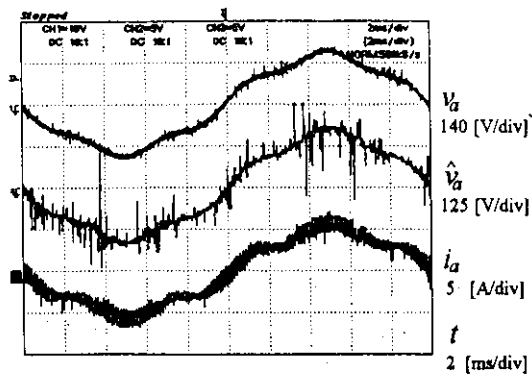


図 23. 電源高調波重畳時の制御特性

原稿受付日

平成7年12月25日