

# 負荷推定機能を有する系統連系インバータにおける 精度向上に関する実機検証

正員 南 政孝<sup>\*a)</sup> 学生員 塩井 太介<sup>\*,\*\*</sup>  
正員 茂木 進一<sup>\*</sup> 非会員 道平 雅一<sup>\*</sup>

## An Experimental Study on Accuracy Improvement in Grid Connection Inverter with Load Estimation

Masataka Minami<sup>\*a)</sup>, Member, Taisuke Shioi<sup>\*,\*\*</sup>, Student Member, Shin-ichi Motegi<sup>\*</sup>, Member,  
Masakazu Michihira<sup>\*</sup>, Non-member

(2018年6月6日受付, 2018年9月29日再受付)

The grid connection inverter is built in the PCS (Power Conditioning Subsystem) for the distributed power supply, such as photo voltaic system. In order to utilize the power source, it is necessary that the grid connection inverter of the PCS predicts the load and output fluctuation in customer side. Therefore, this paper investigates a load estimation in the grid connection inverter of the PCS. The proposed estimation method adds superimposing perturbative signals in the inverter reference. The validity of the proposed estimation method is experimentally verified. In addition, the perturbative signals for load estimation consist of three different frequency components. As the result, it is experimentally clarified the proposed method improves the estimation accuracy.

キーワード: 系統連系インバータ, 負荷推定, 精度向上, 複数周波数

**Keywords:** grid connection inverter, load estimation, accuracy improvement, three different frequency

### 1. はじめに

地球温暖化対策の観点から太陽光や風力といった自然エネルギーを利用した分散型電源の電力系統への導入が進んでいる<sup>(1)</sup>。その中でも住宅用として導入される太陽光発電の割合が高いわが国において、住宅用太陽光発電システムの開発は非常に重要である<sup>(2)</sup>。太陽光発電は天候の影響を受けやすく、自然条件により瞬時に発電出力が変動するという問題がある<sup>(3)</sup>。そこで、太陽光発電システムが大量に導入された場合の影響と対策について研究が進んでいる<sup>(4)~(7)</sup>。

現在は、出力変動や負荷変動によって生じる電圧変動や周波数変動を規定値以内に調整するアンシラリーサービス

を、既存の電力系統側が主に提供しているが、出力変動の激しい太陽光発電の導入が進み大容量化すると、電力系統側でアンシラリーサービスを提供することが困難になると考えられている<sup>(8)</sup>。そのため、今後は需要家側でアンシラリーサービスを提供することが求められる。

このような背景を受けて、スマートインバータの仕様検討、実機開発、実証実験が進んでいる<sup>(9)</sup>。スマートインバータは直流から交流への電力変換だけでなく、計測・制御機能を多数有しているものである。需要家側と電力系統側を結ぶ系統連系インバータによって、需要家側の出力変動や負荷変動による電圧変動や周波数変動を抑制するためには、「実時間における出力と負荷の計測や推定」と「状態に応じた電力調整」が必要となる<sup>(10)(11)</sup>。太陽光発電の出力に関しては、推定<sup>(12)</sup>や予測<sup>(13)</sup>の技術があり、スマートインバータには分散型電源モニタリング機能<sup>(9)</sup>として実装されている。一方、後者のような需要家側と電力系統側との協調制御<sup>(14)</sup>に関しては、電力調整<sup>(15)</sup>や電圧調整<sup>(16)</sup>に基づいた検討が進んでいる。そこで、本研究では1つ目の「実時間における負荷の計測や推定」に着目する。負荷を直接計測する場合、追加センサによる高コスト化が懸念される。そこで本研究では、負荷に追加センサを用いずに負荷推定する機

a) Correspondence to: Masataka Minami. Email: minami@kobe-kosen.ac.jp

\* 神戸市立工業高等専門学校 電気工学科  
〒651-2194 神戸市西区学園東町 8-3

Kobe City College of Technology  
8-3, Gakuenhigashi, Nishi-ku, Kobe 651-2194, Japan

\*\* 長岡技術科学大学工学部 電気電子情報工学課程  
〒940-2188 長岡市上富岡町 1603-1  
Nagaoka University of Technology  
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188, Japan

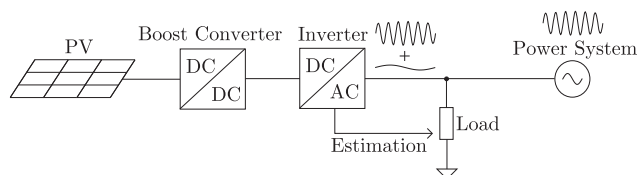


Fig. 1. Concept of load estimation by grid connection inverter in PCS with power system.

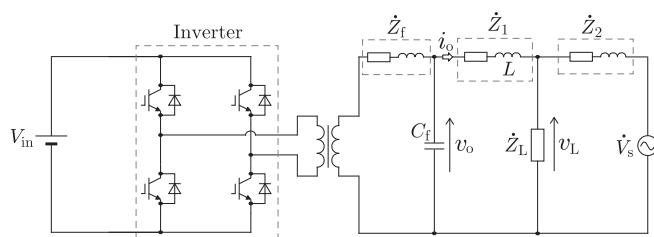


Fig. 2. Circuit structure of grid connection inverter and power system.

Table 1. Circuit parameters.

Parameter	Symbol	Value
Input voltage	$V_{in}$	200 V
Power system voltage	$V_s$	100 V
Load	$Z_L$	22, 50 $\Omega$
Interconnection reactor	$Z_1$	$0.315 + j\omega_b \times 6 \times 10^{-3} \Omega$
Distribution line	$Z_2$	$10 + j\omega_b \times 36 \times 10^{-3} \Omega$
Leakage impedance	$Z_f$	$0.35 + j0.155 \Omega$
Filter capacitor	$C_f$	20 $\mu\text{F}$
Switching Frequency	$f_{sw}$	20 kHz

Table 2. Base quantities for circuit.

Quantity	Symbol	Value
Voltage	$V_b$	100 V
Current	$I_b$	2 A
Power	$P_b$	200 VA
Angular frequency	$\omega_b$	$2\pi \times 60 \text{ rad/s}$
Impedance	$Z_b$	50 $\Omega$
Reactor	$L_b$	133 mH

能を有する系統連系インバータを開発することを目的としている。先行研究において、系統連系インバータの出力電圧指令値と異なる周波数の微小信号を推定信号として重量することで、負荷推定が可能であることを報告している<sup>(17)</sup>。しかしながら、より精度の高い推定を可能にするためには、より多くのデータが必要となるため、推定時間が長くなることが課題であった。そこで著者は、推定信号に使用する周波数を複数にすることで、同じ測定時間にも関わらずデータ数を増やし、推定精度を向上させる手法を提案し<sup>(18)</sup>、これまでに、数値解析に基づきその効果を検証した<sup>(18)</sup>。

本論文は、文献(18)の続報であり、Fig. 1に示す住宅用太陽光発電システムに使用されるPCS(Power Conditioning Subsystem)を想定した系統連系インバータにおける負荷推定を実機により検証する。そして、複数周波数成分の推定信号を利用することで、推定精度が向上することを確認する。

## 2. 主回路および制御手法

本章では、まずFig. 1に示した太陽光発電による電力供給システムの概略を説明する。次に、そのシステムの実機検証に用いる回路の主回路構成および回路内の各パラメータの設定条件について記述する。最後に、系統連系の制御手法を詳述する。

**〈2・1〉 太陽光発電による電力供給システム** 本節では、本研究で対象とする太陽光発電による電力供給システムの概略について説明する。Fig. 1に本研究で対象とするシステムの概略を示す。太陽光発電の出力はDC-DCコンバータとインバータを介して系統に連系することを想定しているが、本研究では、系統連系時の負荷推定に着目しているため、太陽光発電とDC-DCコンバータ部分は直流電源で模擬している。また、住宅用太陽光発電システムが連系する系統は単相3線AC200V、60Hz、高力率<sup>(19)</sup>であるが、本論文では、実験室レベルの実機検証のため、単相2線AC100V、60Hz、高力率とする。電力系統側との電氣的絶縁は、インバータ直後の絶縁トランスを用いる方式<sup>(20)</sup>を採用する。

**〈2・2〉 主回路** 本節では、前節で述べたシステムの実機における主回路構成と各パラメータの条件を設定する。なお、本論文では提案手法を実験室レベルの実機により検証するため、小容量での実験を設定している。Fig. 2に本論文で対象とする系統連系システムの実証実験回路の主回路構成を示す。本システムは直流電源(菊水電子工業、PWR1600M)、単相インバータ(三菱電機、IGBTモジュール

CM75TL-12NF)、絶縁トランス(スワロー電機、SB11-2000E、100V:100V)、LPF(Low Pass Filter; 絶縁トランスの漏れリアクタンス $Z_f$ とフィルムキャパシタ $C_f$ )からの出力を連系リアクトル $Z_1$ を介して負荷 $Z_L$ に接続し、電力系統側は交流電源 $V_s$ (エヌエフ回路設計ブロック、ES2000U)に配電線を模擬したインピーダンス $Z_2$ を介して負荷 $Z_L$ に接続する。Table 1に各パラメータの値を示す。

次に、それぞれのパラメータの選定について詳述する。実際の系統連系を想定するために、各文献から得られたp.u.値を基に実証実験で使用するパラメータを決定している。まず、Table 2に本システムの基準量を示す。この基準量を元にして連系リアクトル $Z_1$ と配電線インピーダンス $Z_2$ を決定する。本論文では、実際のPCSの大きさに合わせて、連系リアクトル $L$ は6mH(0.045p.u.)とする。また、実機に用いている $L = 6 \text{ mH}$ のリアクトル(ユニオン電機)の直列抵抗成分 $0.315 \Omega$ をここではTable 1に記している。次に、配電線を模擬したインピーダンス $Z_2$ は3km程度の配電線巨長を想定しており、 $R = 0.072 \text{ p.u./km}$ 、 $X = 0.093 \text{ p.u./km}$ <sup>(21)</sup>の値から $R = 10 \Omega$ 、 $X = \omega_b \times (36 \text{ mH})$ と算出している。それぞれ、珪瑯抵抗(TE Connectivity)、リアクトル(ユニオン電機)を使用している。その他、絶縁トランスの漏れリアクタンスを模擬したインピーダンス $Z_f$ はLCRメータ(Hioki, 3532-50)(at 60Hz)により測定した値としている。さらに、絶縁トランスと並列コンデンサ $C_f$ によりLPFを形成して

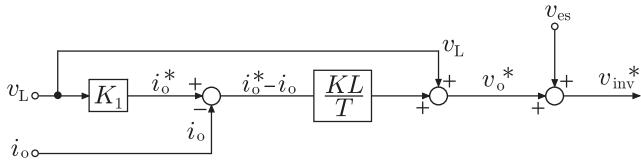


Fig. 3. Control block diagram with estimation signal.

おりカットオフ周波数は 1.8kHz に設定している。最後に、需要家を想定した負荷  $Z_L$  は、抵抗成分のみ ( $Z_L = R_L + j0$ ) とし負荷抵抗  $R_L$  の値を  $22\Omega$  と  $50\Omega$  とする<sup>†</sup>。配電線と同様、珐瑯抵抗 (TE Connectivity) を使用している。

**〈2・3〉 系統連系手法** 系統連系インバータの回路方式や制御などについて様々な研究成果が報告されている<sup>(22)–(26)</sup>。そこで本節では、系統連系インバータに適用するデッドビート制御<sup>(27)(28)</sup>に基づいた指令値生成方法について説明する。デッドビート制御は 1 サンプリグ周期ごとに出力を指令値に追従させる制御である<sup>(27)(28)</sup>。この手法を用いた PWM (Pulse Width Modulation) インバータ<sup>(27)(28)</sup>や整流器<sup>(29)(30)</sup>などが提案および試作実験されている。系統連系に適用するためには、インバータ出力電圧を制御することで、連系リアクトル電流  $i_o$  を指令値に一致させる方法が用いられている<sup>(31)</sup>。

文献(18)にデッドビート制御を用いた系統連系手法の導出は詳述している。ここでは、文献(18)によって得られた関係式を以下に示す。

$$v_o^* = \frac{L}{T}(i_o^* - i_o) + v_L \dots\dots\dots (1)$$

ここで、それぞれの変数は Fig.2 に示す通りであり、上付き\*は指令値を、 $T$  はサンプリグ周期を意味している。本論文では、サンプリグ周波数  $1/T$  をスイッチング周波数と同じ値として採用している。そのため、サンプリグによる遅れの影響はないものとする。さらに本系統連系手法では連系リアクトル  $Z_L$  の抵抗成分が十分小さいものとして  $L$  と仮定している。

また、連系リアクトル電流  $i_o$  とその電流指令値  $i_o^*$  の偏差に安定化ゲイン  $K$  を乗じることでシステムの安定性を向上できることが知られている<sup>(32)</sup>。そのため、本論文では Eq.(1) に安定化ゲイン  $K$  を乗じた Eq.(2) を用いてインバータ出力電圧を制御する。ここで、 $K$  の値は文献<sup>(32)</sup>を参考に、0.5 とする。

$$v_o^* = \frac{KL}{T}(i_o^* - i_o) + v_L \dots\dots\dots (2)$$

Fig. 3 に系統連系インバータの制御のブロック線図を示す。最後に加えている  $v_{es}$  は負荷推定に使用する信号であり、 $v_{es}$  の条件については次章で詳述する。

ここで対象にしている系統連系インバータは、高効率運転を想定しているので、電流指令値  $i_o^*$  と負荷電圧  $v_L$  を同相

<sup>†</sup> 誘導性や容量性の負荷に対する推定は、本論文の手法が理論的に適用可能であると考えられるが、実機検証の第一段階として、純抵抗のみを本論文では対象にしている。さらに非線形負荷 (例えば整流器付き負荷など) は、電圧電流波形の形状が異なるため、今後の課題にする。

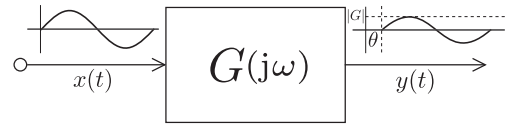


Fig. 4. Transfer function with properties.

に設定する必要がある。そこで、負荷電圧  $v_L$  にゲイン  $K_I$  を乗じたものを電流指令値  $i_o^*$  とする。

**3. 負荷推定手法**

本章では、まずインバータによる負荷推定の手法について説明する。加えて、負荷推定の精度向上について検討する。そして、この推定手法を系統連系インバータに適用する方法について述べる。

**〈3・1〉 インバータによる負荷推定手法** 本節では、インバータによる負荷推定の手法について説明する。まず、本論文で負荷推定の基となる考え方である周波数応答法<sup>(33)</sup>について説明する。Fig. 4 のように周波数特性を持つある伝達関数  $G(j\omega)$  に対して、正弦波入力  $x(t) = \sin(\omega t)$  を与えると出力は  $y(t) = |G(j\omega)| \sin(\omega t + \theta)$  となったとする。このとき、入力  $x(t)$  に対して伝達関数のゲイン特性  $|G(j\omega)|$  と位相特性  $\theta$  を加えた出力  $y(t)$  を得ることが出来る。そのため、入力  $x(t)$  と出力  $y(t)$  を抽出して比較することで、伝達関数の特性が分かる。このように、周波数応答法とは、ある伝達関数に対して正弦波を入力して、出力のゲインと位相を測定することで伝達関数の特性を推定するという考え方である<sup>(33)</sup>。本論文では、この周波数応答法の考え方にに基づき、負荷推定を行なうことを検討している。この推定手法自体は、システム同定の基本的な手法であるが、その手法を系統連系インバータの負荷推定に適用することに本論文の新規性を見出している。

次に、具体的な負荷推定の手法について説明する。系統連系するインバータは指令値波形  $v_o^*$  (以降、参照波と呼ぶ) と三角波を比較する PWM によって、参照波を主成分とする波形を出力する<sup>(34)</sup>。また、前章の指令値生成方法を使用した系統連系インバータでは、Eq.(2) のように参照波  $v_o^*$  が決定されている。そこで本論文で使用する負荷推定手法では、デッドビート制御によって生成している参照波  $v_o^*$  に異なる周波数成分の微小信号  $v_{es}$  を重畳することを考える。

$$v_{inv}^* = v_o^* + v_{es} \dots\dots\dots (3)$$

Fig. 3 のブロック線図における最終段がこの微小信号の重畳である<sup>††</sup>。そして、Eq.(3) の  $v_{inv}^*$  を新たな参照波としてインバータを駆動する。次に、インバータを動作させた際の出力電圧電流波形を測定する<sup>†††</sup>。ここで、 $v_{es}$  によって発生するインバータ出力電圧の周波数成分を入力  $x(t)$  とし、

<sup>††</sup> 微小信号がインバータ出力に重畳されることで、Fig. 3 の制御系にも微小信号が含まれることになる。しかしながら、信号の値が非常に小さいため、ここでは微小信号による影響を考慮しない。

<sup>†††</sup> 実際の PCS を想定するため、推定に使用できるデータはインバータ出力の電圧電流波形だけであると仮定している。

そのときに流れる電流の周波数成分が出力  $y(t)$  に相当する。これらの波形に対して離散フーリエ変換を適用することで、推定に用いる周波数成分の振幅と位相を抽出することができる。そして、抽出した電圧電流の振幅比および位相差を計算して、負荷インピーダンス  $\dot{Z}_L$  を推定する。

また本研究では、参照波  $v_o^*$  に重畳する微小信号  $v_{es}$  を複数周波数成分の合成と設定することで、推定精度の向上を目指している。同じ推定時間のデータを使用する際、単一周波数成分の推定信号であれば、推定結果は1つしか得られない。しかしながら、同じ推定時間のデータでも、複数周波数成分の推定信号が含まれていれば、それぞれの周波数成分ごとに推定結果が得られるので、多くの推定を一度に行なうことができ、推定精度が向上するのではないかと考えている。

**〈3・2〉 系統連系時の負荷推定手法<sup>(17)</sup>** 前節までに負荷推定手法について述べてきた。本節では、インバータが系統連系している際の負荷推定の考え方について、先行研究<sup>(17)</sup>に基づき説明する。

Fig. 5 (a) にインバータ出力を理想化した等価回路を示す。インバータ出力をLPFに通したことで、主成分である60 Hzと重畳した微小信号の周波数(ここでは例として10 Hz)成分のみを持つ交流電圧源<sup>†</sup>として見做すことが出来る<sup>††</sup>。ここで、この回路に対して重ね合わせの原理<sup>(35)</sup>が適用できると仮定する。Fig. 5 (b) に微小信号(10 Hz)の周波数成分に着目した場合の等価回路を示す。電力系統側は微小信号(10 Hz)の周波数成分を持たないため、インバータの出力側をEq. (4)の合成インピーダンス $\dot{Z}$ と考えることが出来る。

$$\dot{Z} = \dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_L \dot{Z}_2}{\dot{Z}_L + \dot{Z}_2} \dots\dots\dots (4)$$

この式を推定対象である  $\dot{Z}_L$  について解くと次式が得られる。

$$\dot{Z}_L = \frac{\dot{Z}_2(\dot{Z} - \dot{Z}_1)}{\dot{Z}_2 - (\dot{Z} - \dot{Z}_1)} \dots\dots\dots (5)$$

このようにして、インバータの出力電圧電流波形より、上述の推定手法で合成インピーダンス  $\dot{Z}$  が推定できれば、 $\dot{Z}_1$  と  $\dot{Z}_2$  は既知の値であるので、Eq. (5) から負荷インピーダンス  $\dot{Z}_L$  を推定可能であると考えている<sup>†††</sup>。

**4. 負荷推定の実機検証**

前章の手法に基づいて、これまで著者らは系統連系インバータが負荷推定可能であることを数値解析で示した<sup>(18)</sup>。本章では、実機により負荷推定の実現可能性を検証する。

まず、推定信号の条件について説明する。そして、実機

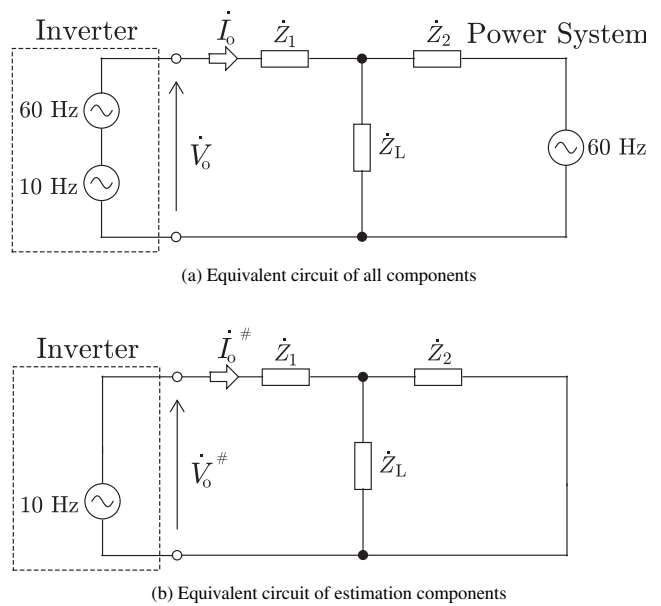


Fig. 5. Equivalent circuit of the grid connection inverter circuit and power system with estimation components.

による負荷推定結果を示し、複数の周波数成分の推定信号を用いることで推定精度が向上することを示す。

**〈4・1〉 推定信号の設定** 本節では、負荷推定を行なうために参照波  $v_o^*$  に重畳する微小信号である推定信号  $v_{es}$  の条件を述べる。

系統連系インバータの出力電圧に微小信号を重畳する手法自体は、分散型電源の単独運転を検出するための手法として用いられている<sup>(36)~(39)</sup>。この手法では一般的に0.1 Hzから10 Hzの周波数成分が用いられる<sup>(38)</sup>。そのため、本論文では推定信号の周波数としてこの周波数帯域を使用する。すでに使用されている周波数帯域を使用することで系統連系インバータの追加機能を与えることができる。また、周波数が高いほど一回の推定にかかる時間が短い。そこでここでは、6 Hz, 8 Hz, 10 Hzを推定信号の周波数として設定する。推定信号の振幅値は、高調波などの影響を系統連系ガイドライン<sup>(40)(41)</sup>によって定められた範囲に収める必要がある。そのため、推定信号の振幅値は主成分である60 Hzに対して充分小さくする必要がある。ここでは推定信号の振幅値は全て、主成分である60 Hzの1%と設定する。

**〈4・2〉 実験条件** 本節では、実験条件について説明する。Fig. 2におけるインバータ出力電圧  $v_o$ 、連系リアクトル電流  $i_o$ 、負荷電圧  $v_L$  の波形をデジタルオシロスコープ(LeCroy社製, WaveRunner 204MXi)を用いて測定している。前節の設定で述べたように、推定信号の周波数が6 Hz, 8 Hz, 10 Hzであるので、推定に用いるデータは0.5 s<sup>††††</sup>を1回分とし、その測定を30回行なう。ここでオシロスコープによる測定点は、125,000点であり、その結果を線形補間により65,536点(=2<sup>16</sup>点)に置き換えて、高速フーリエ

<sup>††††</sup> 周波数の分解能を2 Hzで離散フーリエ変換するため、データの時間を0.5 sと設定している。

<sup>†</sup> Fig. 2より本システムの系統連系インバータは電圧形である。  
<sup>††</sup> ここで、インバータ出力にLPFを含めているので、LPFによる周波数特性の影響が考えられる。しかしながら、LPFのカットオフ周波数が1.8 kHzと十分に高くインバータ出力に与える影響が非常に小さいため、ここではその影響を考慮しない。  
<sup>†††</sup> 実際の電力系統の場合、回線の切り替えにより  $\dot{Z}_2$  が変化することがある。実用に向けては、 $\dot{Z}_2$  の値の事前決定を機能として追加する必要があり、今後の課題とする。

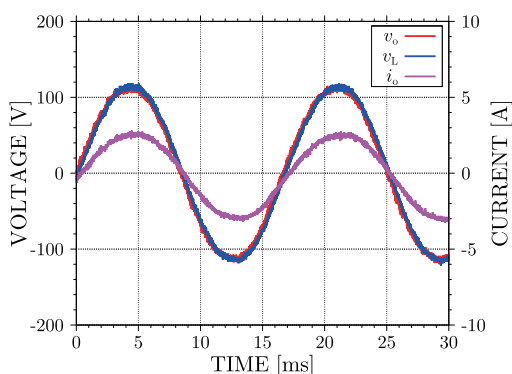


Fig. 6. Waveforms of  $v_o$ ,  $i_o$ , and  $v_L$  at  $R_L = 22 \Omega$ .

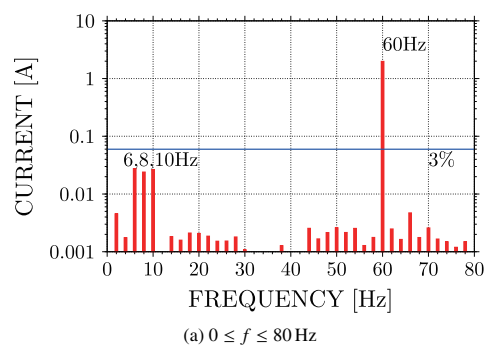
変換を作用させる<sup>†</sup>。

**〈4・3〉 実験結果** 本節では、系統連系インバータによる負荷推定結果について説明する。まず、負荷電圧  $v_L$  と連系リアクトル電流  $i_o$  の波形を表し、高力率の運転が出来ていることを示すと同時に、インバータ出力電圧  $v_o$  の波形を表し、系統連系に微小信号重畳が影響を与えていないことを示す。次に、微小信号のそれぞれの周波数成分における負荷インピーダンス  $Z_L$  の推定結果を示し、負荷推定が可能であることを明らかにする。さらに、周波数成分を単一周波数成分のときと複数周波数成分のときを比較して、精度が向上することを示す。

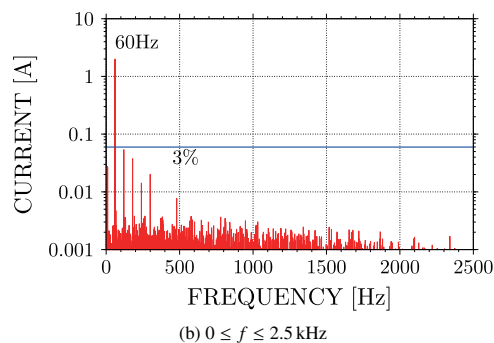
**〈4・3・1〉 系統連系時の出力波形** ここでは系統連系時のインバータ出力波形について検討する。Fig. 6 に負荷抵抗  $R_L = 22 \Omega$  の場合における負荷電圧  $v_L$ 、連系リアクトル電流  $i_o$ 、インバータ出力電圧  $v_o$  の波形を示す。この結果から計算すると、系統連系インバータの力率は 99.4% である。力率のずれは、 $Z_L$  に含まれる直列抵抗成分や制御器内の演算による遅れが原因ではないかと考えられる。しかしながら、十分に高い力率を示しており、系統連系インバータの規定 (95% 以上)<sup>(40)</sup> を満たした高力率の運転が行なえていることが確認された。また、紙面の都合で割愛するが、推定信号なしの場合においても同等の力率が得られていることから、推定信号による力率悪化の影響はほとんど無いと考えている。

また、連系リアクトル電流波形  $i_o$  に大きな脈動や歪みは見られないため、推定のための微小信号重畳による出力波形への影響はほとんど無いと考えられる。さらに定量的に評価するため、Fig. 7 に連系リアクトル電流  $i_o$  の周波数特性を示す。ここで、線を引いた箇所が主成分 (60 Hz) に対するひずみ率 3% の基準であり、主成分 (60 Hz) を除く全ての高調波 (40 次が 2.4 kHz) が 3% を下回っていることが確認できる。さらにこの結果から、総合ひずみ率は 3.39% であり、系統連系規程 (出力電流の総合ひずみ率 5% 以下、各

<sup>†</sup> 線形補間の方法については、紙面の都合で割愛する。また、測定点をそのまま離散フーリエ変換した結果と本文のように線形補間と高速フーリエ変換を適用した結果で大きな差異がないことを確認している。また、この処理はオフラインで実施しており、実用に向けてはリアルタイム推定が今後の課題である。



(a)  $0 \leq f \leq 80 \text{ Hz}$



(b)  $0 \leq f \leq 2.5 \text{ kHz}$

Fig. 7. FFT results of  $i_o$  in Fig. 2 at  $R_L = 22 \Omega$ .

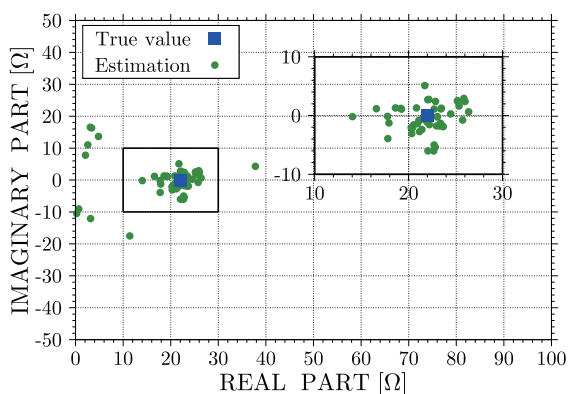
次ひずみ率 3% 以下)<sup>(41)</sup> を満たしている。

最後に、推定信号重畳による効率の変化を評価する。Fig. 2 におけるインバータの入出力端子にパワーメータ (横河電機、WT3000E) を用いて、推定信号重畳の有無による効率の変化を測定する。その結果、推定信号なしの場合の効率は約 93.4%、推定信号ありの場合の効率は約 93.4% であった。そのため、負荷推定に用いる推定信号を重畳しても、インバータ自体への効率の影響はほとんど無いと考えられる。

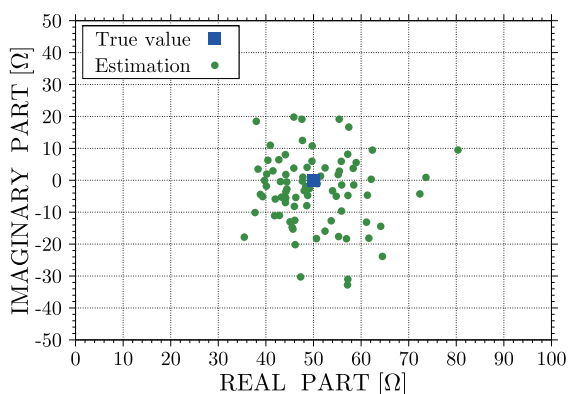
**〈4・3・2〉 負荷推定結果とその精度** Fig. 8 に負荷推定結果を複素平面上に示す。四角の点が真値  $Z_L = R_L + j0 = 22 \Omega, 50 \Omega$ <sup>††</sup> であり、丸点が 1 回推定における周波数 1 つに対する推定結果である。推定は 30 回実施し、3 種類の周波数成分があるため、90 点の推定結果がそれぞれ得られている。この結果より、推定対象の負荷が十分に推定されていることが分かる。また、真値に対して推定結果の外れ値が発生する原因に関しては、ノイズの影響が大きいと考えられる。実証実験のため、出力電流値が小さいので推定信号がノイズの影響を受けやすいと考えられる。そのため、現実の対象に近づけるために主成分の電流値を増加させることで、推定信号とノイズとの SN 比が改善され、外れ値を抑制することができると考えている。その結果、後述する外れ値の選定処理を省くことが可能であると考えられる。

Table 3 に、推定によって得られた結果を平均したものを各周波数ごとおよび全ての周波数の場合に分けてまとめている。ここでの演算では、外れ値を除いた結果のみ<sup>†</sup>を計

<sup>††</sup> ここで、負荷に使用した抵抗のリアクタンス成分は十分小さいことを確認しており、ここでは無視している。



(a) at  $R_L = 22 \Omega$



(b) at  $R_L = 50 \Omega$

Fig. 8. Estimation results at  $R_L = 22 \Omega$  and  $R_L = 50 \Omega$ .

Table 3. Evaluation of estimation every frequency.

at 22 $\Omega$	6 Hz	8 Hz	10 Hz	all frequency
Average	21.63 + j0.23 $\Omega$	22.45 - j0.85 $\Omega$	22.08 - j0.31 $\Omega$	22.04 - j0.45 $\Omega$
SE	0.79 $\Omega$	0.88 $\Omega$	0.88 $\Omega$	0.46 $\Omega$
at 50 $\Omega$	6 Hz	8 Hz	10 Hz	all frequency
Average	48.75 - j0.10 $\Omega$	48.52 - j5.26 $\Omega$	50.74 - j3.99 $\Omega$	49.52 - j2.30 $\Omega$
SE	2.45 $\Omega$	2.32 $\Omega$	2.70 $\Omega$	1.40 $\Omega$

算しており、どの周波数成分においても十分に推定結果が真値に近い値であることが分かる。

次に、得られた推定結果に関して評価を行なう。推定精度の評価には、標準誤差 SE(standard error)<sup>(42)(43)††</sup>を用いる。Table 3 に、各周波数ごとおよび全ての周波数の場合に分けて標準誤差の値もまとめている。全ての周波数成分を使用した場合には、推定点が3倍になったことに伴って、単一周波数の場合と比較して約  $1/\sqrt{3}$  倍に低減していることが確認できる。これにより、同じ推定時間にも関わらず、複数周波数成分の推定信号を重畳することによって、単一周波数による推定結果よりも推定精度が向上することが分かる。

† 外れ値の選定方法を説明する。まず、推定結果全ての平均値  $\bar{Z}_e$  (複素数の負荷インピーダンス) を算出する。次に、推定結果の内、絶対値が  $0.5\bar{Z}_e$  から  $1.5\bar{Z}_e$  に含まれていない結果を外れ値として選定する。

††  $n$  個の結果  $x_i$  ( $i = 0, 1, \dots, n$ ) が得られたとき、平均  $\bar{x}$ 、標準偏差  $s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum |x_i - \bar{x}|^2}$  から、標準誤差 SE は  $\frac{s}{\sqrt{n}}$  と計算される。

## 5. おわりに

本論文では、住宅用太陽光発電システムに使用される PCS を想定した系統連系インバータにおける負荷推定を実機により検証した。その結果、複数周波数成分の推定信号を利用することで、推定精度が向上することを確認した。

今後の課題は、誘導性(または容量性)負荷や非線形負荷などの場合の検証、リアルタイム推定、配電線インピーダンスの変動に対する対策などがある。特にリアルタイム推定に関しては、高速フーリエ変換の計算時間と外れ値選定の時間が大きな課題である。そこで現在、高速フーリエ変換の計算時間に関する解決案としては、この処理の代わりに、対象周波数成分のみを離散フーリエ変換する方法や推定に用いるデータ波形を常に対象周波数の正弦波で乗算した波形を抽出する方法などを想定している。また、外れ値選定には上述した通り、推定信号とノイズとの SN 比が改善されれば、この計算時間は不要となると考えている。

## 謝辞

本研究の実験補助として活動して頂きました、寺口直希氏(2019年3月神戸高専卒業、同年4月同校専攻科電気電子工学専攻入学)には、この場を借りて謝意を表します。

本研究の一部は、JSPS 科研費 JP16K18070 の助成を受けたものである。ここに記して感謝の意を表する。

## 文献

- (1) Y. Mitani, et al.: "Present Situation and Efforts for Spread Distributed Power Sources", *IEEJ Journal*, Vol.138, No.2, pp.74-77 (2018) (in Japanese)
- (2) E. Endo: "Long-term Analysis of Factors Influencing the Dissemination of Residential PV Systems in Japan", *IEEJ Trans. PE*, Vol.133, No.10, pp.761-769 (2013) (in Japanese)
- (3) R. Komiya and Y. Fujii: "Assessment of Japan's Optimal Power Generation Mix Considering Massive Deployment of Variable Renewable Power Generation", *IEEJ Trans. PE*, Vol.132, No.7, pp.639-647 (2006) (in Japanese)
- (4) K. Ishikawa, et al.: "Fundamental Voltage Characteristics in Power System with a Large Penetration of Photovoltaic Generation", *IEEJ Trans. PE*, Vol.134, No.1, pp.2-8 (2014) (in Japanese)
- (5) T. Matsumura, et al.: "A Study on Rising and Reducing Process of Receiving-end Voltage due to Introduction of Large PV Systems into Distribution Power System", *IEEJ Trans. PE*, Vol.138, No.1, pp.23-29 (2018) (in Japanese)
- (6) Y. Shiohara, et al.: "A Study on Cooperative Voltage and Frequency Control Method using Distributed Generations Considering Large Penetration of Renewable Energy Sources", *IEEJ Trans. PE*, Vol.135, No.8, pp.485-492 (2015) (in Japanese)
- (7) H. Kobayashi: "Trends of PV Operation Techniques Cooperated with the Utility System and Measures of the Utility System Side to Cope with Massive Penetration of PV", *IEEJ Trans. PE*, Vol.137, No.6, pp.415-418 (2017) (in Japanese)
- (8) H. Asano: "Emerging Energy Systems from the End User's Perspective", *IEEJ Trans. PE*, Vol.124, No.1, pp.3-6 (2004) (in Japanese)
- (9) R. Maeda, et al.: "Expectation for Smart Inverter & DERMS for Electric Power System Task", *IEEJ Trans. PE*, Vol.138, No.6, pp.412-415 (2018) (in Japanese)
- (10) H. Asano: "Integration of Demand Response into Stable Power System Operation", *IEEJ Journal*, Vol.132, No.10, pp.688-691 (2012) (in Japanese)
- (11) H. Asano: "Integration of Demand-side Resources in Power System Operation", *IEEJ Journal*, Vol.135, No.11, pp.766-771 (2015) (in Japanese)
- (12) T. Hirata, et al.: "Estimation of PV Power Generation with Unknown Operating Rate Variation", *IEEJ Trans. PE*, Vol.134, No.4, pp.360-366 (2014) (in Japanese)

(13) F. Yamada, et al.: "Prediction of Next Day Solar Power Generation by Gray Theory and Neural Networks", *IEEJ Trans. PE*, Vol.134, No.6, pp.494-500 (2014) (in Japanese)

(14) H. Miyauchi, et al.: "Analyzing Technique of Power Systems Under Deregulation", *IEEJ Trans. PE*, Vol.127, No.10, pp.1056-1059 (2007) (in Japanese)

(15) K. Tanaka, et al.: "A Study on Management for a Group of Distributed Generators Aimed at the Cooperation with the Bulk Power System", *IEEJ Trans. PE*, Vol.125, No.7, pp.647-654 (2006) (in Japanese)

(16) Y. Ueki, et al.: "Evaluation of Contribution for Voltage Control Ancillary Services Based on Social Surplus", *IEEJ Trans. PE*, Vol.128, No.10, pp.1243-1251 (2008) (in Japanese)

(17) 南 政孝・引原隆士:「負荷推定に基づく分散型電源の系統連系に関する実験的検討」, *SCI'13*, Vol.57, No.216-1 (2013)

(18) T. Shioi, M. Minami, et al.: "A Numerical Analysis of Accuracy Improvement for Load Estimation in Grid Connection Inverter", *SPC-17-186, HCA-17-048, VT-17-028* (2017) (in Japanese)

(19) 佐々木敏博:「IV. 太陽光発電用インバータの現状と課題」, *電気学会雑誌*, Vol.112, No.12, pp.950-953 (1992)

(20) 池田祐治:「個人住宅用太陽光発電システム」, *電学誌*, Vol.116, No.12, pp.817-820 (1996)

(21) D. Iioka, et al.: "Distribution Voltage Rise at Dense Photovoltaic Power Generation Area and its Suppression by SVC", *IEEJ Trans. PE*, Vol.126, No.2, pp.153-158 (2006) (in Japanese)

(22) M. Minami and T. Hikihara: "Tracking and Linkage Control Methods of Distributed Generation Based on Passivity Characteristics: Tolerance to Voltage Sag", *IEEJ Trans. IA*, Vol.133, No.7, pp.685-691 (2013) (in Japanese)

(23) T. Kato, K. Inoue, et al.: "Stability Analysis for Grid-Connected LCL-Type Inverter with Digital Control", *IEEJ Trans. IA*, Vol.136, No.9, pp.615-621 (2016) (in Japanese)

(24) Y. Noge, J. Itoh, et al.: "Multi-Level Inverter with a Full-Bridge Clamp Circuit for a Single-Phase Three-Wire Grid", *IEEJ Trans. IA*, Vol.136, No.12, pp.944-952 (2016) (in Japanese)

(25) Y. Hirase, et al.: "Virtual Synchronous Generator Control for Single-Phase Three-Wire Systems", *IEEJ Trans. IA*, Vol.137, No.6, pp.546-552 (2017) (in Japanese)

(26) H. Watanabe and J. Itoh: "Experimental Verification of Isolated Grid-connected Inverter with Small Passive Component", *IEEJ Trans. IA*, Vol.138, No.1, pp.67-68 (2018) (in Japanese)

(27) K.P. Gokhale, A.Kawamura, and R.G. Hof: "Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis", *IEEE Trans. IE*, Vol.IA-23, No.5, pp.901-910 (1987)

(28) A. Kawamura, et al.: "Deadbeat Control of PWM Inverter with Modified Pulse Patterns for Uninterruptible Power Supply", *IEEE Trans. IE*, Vol.35, No.2, pp.295-300 (1988)

(29) Y. Nishida, et al.: "A Predictive Instantaneous-Current PWM Controlled Rectifier with AC-Side Harmonic Current Reduction", *IEEE Trans. IE*, Vol.44, No.3, pp.337-343 (1997)

(30) S. Srdic and M. Nedeljkovic: "Predictive Fast DSP-Based Current Controller for Thyristor Converters", *IEEE Trans. IE*, Vol.58, No.8, pp.3349-3358 (2011)

(31) T. Yokoyama, et al.: "Current Control for Utility Interactive Inverter Using Multisampling Method Based on FPGA", *IEEJ Trans. IA*, Vol.130, No.1, pp.51-59 (2010) (in Japanese)

(32) T. Shibuya, J. Haruna, and J. Itoh: "An Evaluation of Stability for High Response Current Control Regarding Grid Connected Systems", *SPC-11-013* (2011) (in Japanese)

(33) 足立修一:「システム同定の基礎」, (東京電機大学出版局, 2009)

(34) D.G. Holmes and T.A. Lipo: "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice", (Wiley-IEEE Press, 2003)

(35) 奥村浩士:「エース 電気回路理論入門」, 朝倉書店 (2002)

(36) T. Ishikawa and Y. Imai: "Outline of Islanding Detection Technology", *IEEJ Trans. PE*, Vol.116, No.5, pp.521-524 (1996) (in Japanese)

(37) S. Inoue and K. Deno: "About the Islanding of Distributed Generation", *IEEJ Journal*, Vol.130, No.10, pp.689-693 (2010) (in Japanese)

(38) 甲斐隆章・藤本敏郎:「太陽光発電・風力発電と系統連系技術」, *オーム社*, (2010), 第2, 3章

(39) H. Shinohara: "Utility Interactive Protection of Power Conditioner", *The Journal of the Institute of Electrical Installation Engineers of Japan*, Vol.31, No.4, pp.280-283 (2011) (in Japanese)

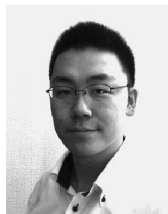
(40) 資源エネルギー庁, 電力品質確保に係る系統連系技術要件ガイドライン, 2016年7月28日

(41) 日本電気協会, 系統連系規程 (JESC E0019)

(42) 岸根卓郎:「理論・応用統計学」, (養賢堂, 1977)

(43) 松原 望・他:「統計学入門 (基礎統計学 I)」, (東京大学出版会, 1991)

南 政 孝 (正員) 2010年3月京都大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。2013年3月同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程修了。博士(工学)。2013年4月神戸市立工業高等専門学校 助教。2014年4月講師, 2017年4月准教授, 現在に至る。2018年4月~2019年3月 スイス連邦工科大学ローザンヌ校パワーエレクトロニクス研究室にて客員教授。平成20年電気関係学会関西支部連合大会奨励賞, 2017年電気学会産業応用部門優秀論文発表賞を受賞。パワーエレクトロニクスに関する教育・研究に従事。電子情報通信学会, システム制御情報学会の各会員。



塩 井 太 介 (学生員) 2013年4月神戸市立工業高等専門学校電気工学科入学, 2018年3月同高等専門学校電気工学科卒業。同年4月長岡技術科学大学工学部電気電子情報工学課程3年次に編入し, 現在に至る。



茂 木 進 一 (正員) 1996年東京電機大学大学院理工学研究科応用電子工学専攻修了。1999年同大学院理工学研究科応用システム工学専攻満期退学。同年同大学理工学部電子情報工学助手, 2003年ヤンマー(株)入社, 2012年東京電機大学工学部電気電子工学科研究員を経て, 2013年神戸市立工業高等専門学校電気工学科 准教授, 2016年4月教授, 現在に至る。博士(工学)。パワーエレクトロニクスに関する教育・研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会, 電子情報通信学会, 電気設備学会の各会員。



道 平 雅 一 (非会員) 1995年3月神戸大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。1998年3月大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程修了。博士(工学)。同年4月神戸市立工業高等専門学校電気工学助手, 1999年4月講師, 2002年4月助教授, 2011年4月教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクス回路方式, システム制御に関する研究・教育に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会の各会員。

