Load Current Model of Electric Apparatus Based on Load Voltage Characteristics during Voltage Sag

Daisuke Iioka Member (Nagoya University)

Kenichiro Mori Student Member (Nagoya University)

Yasunobu Yokomizu Senior Member (Nagoya University)

Toshiro Matsumura Member (Nagoya University)

Masayuki Minowa Member (TOENEC Corporation)

Keywords: voltage sag, load modeling, load voltage characteristics, harmonics

This paper describes a measurement-based model of load current of electric apparatus after voltage sag occurrence. The terminal voltage and load current of a personal computer (PC), an inverter fluorescent light and an incandescent light were measured to find out the dependences of load characteristics on the voltage sag. We calculated load voltage characteristics α_P and α_Q using Eq. (1) and waveforms of voltage and current.

$$\alpha_P = \frac{\ln \left| \frac{P(t)}{P_O} \right|}{\ln \left| \frac{V(t)}{V_O} \right|}, \quad \alpha_Q = \frac{\ln \left| \frac{Q(t)}{Q_O} \right|}{\ln \left| \frac{V(t)}{V_O} \right|} \dots\dots\dots (1)$$

where P_O , Q_O and V_O are active power, reactive power and voltage of load before the voltage sag occurrence, $P(t)$, $Q(t)$ and $V(t)$ are active power, reactive power and voltage of load after voltage sag occurrence. Figure 1 shows time variations in the α_P and α_Q of the

PC load obtained by the voltage sag whose residual voltage are 50% and 70%. It was found that the α_P and α_Q depend on the duration of the voltage sag and residual voltage.

In order to take account of transient load voltage characteristics, a modified exponential load current model is proposed. The load current waveform is estimated using Eq. (2), the database of harmonic component of load current and time variation in the parameters of load voltage characteristics $\alpha_P(t)$ and $\alpha_Q(t)$.

$$i_E(t) = \sum_{h=1}^{30} \sqrt{2} J_h \sin(2\pi f h t - \theta_h) \times \frac{\sqrt{\left(\frac{P_O V(t) \alpha_{P(t)}}{V(t) V_O \alpha_{P(t)}} \right)^2 + \left(\frac{Q_O V(t) \alpha_{Q(t)}}{V(t) V_O \alpha_{Q(t)}} \right)^2}}{\sqrt{1 + \sum_{h=2}^{30} J_h^2}} \dots\dots\dots (2)$$

In Eq. (2), J_h and θ_h are relative harmonic content and phase angle of load current, respectively. Two databases are obtained by the measurements of load terminal voltage and load current. Figure 2 shows the estimated load current of PC in case that the residual voltage is 45% or 75%. The proposed load current model enables us to estimate the load current within an error of about 5% when the voltage sag occurs.

(a) Load parameter $\alpha_P(t)$

(a) Load parameter $\alpha_Q(t)$

Fig. 1. Time variation in load parameters $\alpha_P(t)$ and $\alpha_Q(t)$ of PC load

(a) Estimated waveforms

Fig. 2. Estimated waveforms of PC load current

瞬時電圧低下時の負荷電圧特性を適用した単相負荷電流モデル

正 員 飯岡 大輔* 学生員 森 健一郎*
 上級会員 横水 康伸* 正 員 松村 年郎*
 正 員 箕輪 昌幸**

Load Current Model of Electric Apparatus Based on Load Voltage Characteristics during Voltage Sag

Daisuke Iioka*, Member, Kenichiro Mori*, Student Member, Yasunobu Yokomizu*, Senior Member,
 Toshiro Matsumura*, Member, Masayuki Minowa**, Member

This paper describes the measurement-based load current model of electric apparatus after a voltage sag occurrence. The terminal voltage and load current of a personal computer (PC), an inverter fluorescent light and an incandescent light were measured to find out the dependences of load characteristics on the voltage sag. The magnitude of the load current after voltage sag depends on both the magnitude of residual voltage and the time period of voltage sag. In order to make it possible to take account of these transient load characteristics in the power quality estimation, a load current model is proposed. The load current waveform is obtained using the database of harmonic component of load current and time variation in the parameters of load voltage characteristic. The proposed model enables us to estimate the load current within an error of about 5% when the voltage sag occur.

キーワード：瞬時電圧低下，負荷モデル，電圧特性指数，高調波

Keywords: voltage sag, load modeling, load voltage characteristics, harmonics

1. まえがき

高度情報化社会の進展に伴って計算機や電子機器などの負荷が増加している。これらの負荷は瞬時電圧低下（瞬低）により大きな影響を受けることが知られている。瞬低時の負荷電流をモデル化することができれば、瞬低時における電力供給設備内の電圧分布を詳細に再現することが可能となる。これにより、瞬低対策機器の導入規模や制御手法がより明確になることが予想される。そこで、瞬低時の影響を受けやすい負荷を多数有する受電設備内における電圧分布を詳細に再現することを目的として、本論文では、瞬低時における単相負荷機器への供給電流のモデル化手法を提案する。

負荷モデルの検討例として、電力システムの安定度あるいは

電圧安定性に関する解析に使用される負荷モデルが広く知られている^{(1)~(4)}。ここで、負荷は電圧特性指数と呼ばれるパラメータによりモデル化されている。一方、瞬低に対する負荷挙動をモデル化する試みも発表されており、瞬低発生後の消費電力に過渡的な特性が含まれているという実測例が報告されている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。そのため、瞬低を解析の対象とするような負荷モデルを作成する場合、検討対象とする時間幅は数十msから数s程度と短い、負荷の動特性を再現する必要がある。また、整流器などを内部に有する負荷は、接続された電力システムにとって高調波源となるが、負荷電流の高調波含有率を考慮した負荷の動特性モデルは、筆者らの知る限り提案例がない。

そこで、本論文で提案する単相負荷電流モデルは、単相負荷の動特性を電圧特性指数の時間変化として扱うことにより作成したものである。本論文では、単相負荷の例として、パソコン、インバータ蛍光灯および白熱灯を使用した。瞬低時における単相負荷機器の端子電圧および供給電流を測定することにより、単相負荷機器の過渡的な電圧特性を明らかにした。この測定結果に基づいて、瞬低発生からの時間および残存電圧の関数として電圧特性指数を表現することを提案する。さらに、負荷電流の高調波含有率を負荷の動特性モデルに反映させた数式モデルを導出した。

* 名古屋大学 大学院工学研究科電子情報システム専攻

〒464-8603 名古屋市千種区不老町

Department of Electrical Engineering and Computer Science, Nagoya University

Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya, 464-8603

** (株) トーエネック 技術開発室

〒457-0819 名古屋市南区滝春町 1-79

TOENEC Corporation

1-82, Takiharu-cho, Minami-ku, Nagoya 457-0819

2. 負荷電圧および電流の実測

〈2・1〉 実験回路 Fig. 1 に実験回路を示す。交流電源としてエヌエフ回路設計ブロック製電源環境シミュレータ ES 2000U (2 kVA 三相マスタ) を使用した。周波数を 60 Hz とした。負荷機器としてパソコン (2001 年製造)、インバータ蛍光灯あるいは白熱灯を使用した。パソコンは、その CPU 使用率が 100% である使用状況下で試験を行った。インバータ蛍光灯および白熱灯の定格電力はそれぞれ 22 W および 100 W である。

定常状態から電圧低下を開始する電圧位相を 0 deg とし、負荷電圧を実効値で 100 V から V_{res} [V] まで低下させた。この V_{res} を残存電圧と呼ぶこととする⁷⁾。負荷電圧 $v(t)$ および負荷電流 $i(t)$ を測定した。測定機器として日置電機製電源品質アナライザを用いた。

〈2・2〉 測定波形例

〈2・2・1〉 パソコンの測定結果 Fig. 2 に $t = 0$ において V_{res} を 50% あるいは 70% とした場合の電圧波形 $v(t)$ を示す。このような瞬低が発生した場合のパソコンの電流波形を Fig. 3 に示す。パソコンの電流波形は高調波を含んだ歪み波形であった。

残存電圧 V_{res} が 50% である場合 (Fig. 2 および 3 で破線)、パソコンの動作が停止した。電圧低下直後に電流は流れなくなった。その後、電流は 6 サイクル目と 7 サイクル目に流れるだけであった。

他方、残存電圧 V_{res} が 70% の場合 (Fig. 2 および 3 で実線)、パソコンの動作は停止しなかった。電圧低下直後に電流が流れなくなるのは $V_{\text{res}} = 50\%$ の場合と同様であるが、4 サイクル目以降において電流が流れた。また、5 サイクル目以降の電流ピーク値は、電圧低下前の値よりも大きくなった。

残存電圧 V_{res} を 0% から 90% の範囲で変えて同様の試験を行ったところ、パソコンの負荷電流について次のことが明らかになった。

- 電圧低下直後の数サイクルの間は電流が全く流れない。また、残存電圧 V_{res} が高いほど、再び電流が流れ始める時刻が早くなる。
- 残存電圧 V_{res} が 60% 以下の場合にはパソコンの動作が停止する。

〈2・2・2〉 インバータ蛍光灯の測定結果 Fig. 4 にインバータ蛍光灯の電流波形を示す。パソコンの電流波形と同様に、インバータ蛍光灯の電流波形は高調波を含んだ歪み波形であった。残存電圧 V_{res} が 50% である場合、電圧低下直後に電流は流れなくなるが、3 サイクル目から流れ始めた。一方、 V_{res} が 70% である場合、電圧が低下してから 2 サイクル目以降で電流が流れた。

インバータ蛍光灯についても $0\% \leq V_{\text{res}} \leq 90\%$ の範囲で同様の測定を行った結果、以下のことが分かった。

- 残存電圧 V_{res} が 80% 以上である場合、電圧低下直後においても電流は流れているが、その大きさは定常時よ

Fig. 1. Experimental circuit.

Fig. 2. Measured waveforms of voltage in case that residual voltage V_{res} is 50% or 70%.

Fig. 3. Measured waveforms of PC load current in case that residual voltage V_{res} is 50% or 70%.

Fig. 4. Measured waveforms of inverter fluorescent light load current in case that residual voltage V_{res} is 50% or 70%.

りも小さい。また、1 サイクル後には定常時の電流と同じ大きさにまで復帰する。

- 残存電圧 V_{res} が 70% 以下である場合、電圧低下直後から数サイクルの間、電流が流れない。また、その後電流が再び流れ始める時刻は、残存電圧 V_{res} が高いほど早い。また、パソコンと比較すると、電流が再び流れ始める時刻が早い。
- 残存電圧の値に依存せず、インバータ蛍光灯の照度は低下した。

〈2・2・3〉 白熱灯の測定結果 Fig. 5 に白熱灯の電流波形を示す。同図から、電圧低下時における負荷電流の波形が電圧波形に比例していることが確認できた。この結果から、白熱灯は定インピーダンス負荷であることが推測できる。

Fig. 5. Measured waveforms of incandescent light load current in case that residual voltage V_{res} is 50% or 70%.

3. 電圧特性指数の計算

Fig. 2 ~ Fig. 5 のように測定した負荷電圧 $v(t)$ および負荷電流 $i(t)$ から、負荷電圧の実効値 $V(t)$ 、負荷電流の実効値 $I(t)$ および負荷が消費する有効電力 $P(t)$ をそれぞれ次のように計算した。ただし、前章での測定では、 $t \geq 0$ における $V(t)$ を一定値である V_{res} としているが、最終目標の負荷モデルの適用範囲を広げる意味で、電圧の実効値を (1) 式で表すこととした。

$$V(t) = \left(\frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} v^2(t) dt \right)^{1/2} \quad [\text{V}] \dots \dots \dots (1)$$

$$I(t) = \left(\frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} i^2(t) dt \right)^{1/2} \quad [\text{A}] \dots \dots \dots (2)$$

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} v(t) \cdot i(t) dt \quad [\text{W}] \dots \dots \dots (3)$$

ここで、実効値を計算するための周期 T を供給電圧の 1 サイクルとし、 $t - T/2 \leq t \leq t + T/2$ の範囲のデータを利用して、時刻 t の実効値および電力を算出した。

$V(t)$ 、 $I(t)$ および $P(t)$ を用いて、負荷が消費する無効電力 $Q(t)$ を次式により算出した。

$$Q(t) = \sqrt{V^2(t)I^2(t) - P^2(t)} \quad [\text{var}] \dots \dots \dots (4)$$

文献 (8) における負荷電力の電圧特性の定義を参考にし、筆者らは、瞬低時の負荷電力の電圧特性を電圧特性指数 α_p および α_Q を用いて次式で表すこととした。

$$\frac{P(t)}{P_0} = \left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^{\alpha_p}, \quad \frac{Q(t)}{Q_0} = \left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^{\alpha_Q} \dots \dots \dots (5)$$

ここで V_0 、 P_0 および Q_0 はそれぞれ瞬低前の電圧実効値、負荷が消費する有効電力および無効電力である。 $\alpha_p = 0$ のとき負荷の有効電力は定電力特性であり、 $\alpha_p = 1$ および $\alpha_p = 2$ のときはそれぞれ定電流特性および定インピーダンス特性である。無効分 α_Q についても同様である。この意味で α_p および α_Q は電圧特性指数と呼ばれている⁽⁴⁾。

(5) 式の各式から α_p および α_Q を求めると、次式を得る。

$$\alpha_p = \frac{\ln \left| \frac{P(t)}{P_0} \right|}{\ln \left| \frac{V(t)}{V_0} \right|}, \quad \alpha_Q = \frac{\ln \left| \frac{Q(t)}{Q_0} \right|}{\ln \left| \frac{V(t)}{V_0} \right|} \dots \dots \dots (6)$$

(a) Load parameter $\alpha_p(t)$

(b) Load parameter $\alpha_Q(t)$

Fig. 6. Time variation in load voltage characteristics $\alpha_p(t)$ and $\alpha_Q(t)$ of PC load in case that residual voltage V_{res} is 50% or 70%.

(a) Load parameter $\alpha_p(t)$

(b) Load parameter $\alpha_Q(t)$

Fig. 7. Time variation in load voltage characteristics $\alpha_p(t)$ and $\alpha_Q(t)$ of inverter fluorescent light in case that residual voltage V_{res} is 50% or 70%.

例として、残存電圧 V_{res} が 50% および 70% の場合のパソコン負荷の α_p および α_Q を計算した。Fig. 2 および Fig. 3 に示す $v(t)$ および $i(t)$ の波形から、(1)~(4) 式を用いて、 $V(t)$ 、 $P(t)$ および $Q(t)$ を算出し、これらを (6) 式に代入すると、 α_p および α_Q が求まる。計算結果を Fig. 6 に示す。

Fig. 6(a) において、電圧低下直後に α_p が急激に増加しているが、これは負荷電流が流れなくなっていることを示している。また、 $V_{res} = 70\%$ の場合、 $t = 40 \text{ ms}$ 過ぎに α_p が急激に減少している。これは、負荷電流が流れ始めることを示している。

Fig. 6 から、パソコン負荷の α_p および α_Q は一定の値ではなく時間変化していることがわかった。また、 α_p および

Fig. 8. Time variation in load voltage characteristics $\alpha_P(t)$ and $\alpha_Q(t)$ of incandescent light load in case that residual voltage V_{res} is 50% or 70%.

α_Q の時間変化の様相は残存電圧 V_{res} によって異なることも明らかとなった。さらに、負荷電流が流れていない期間における α_P および α_Q は、流れている期間に比べて大きな値になることも確認できた。

インバータ蛍光灯負荷および白熱灯負荷についても α_P および α_Q を算出し、結果を Fig. 7 および Fig. 8 に示した。Fig. 7 から、インバータ蛍光灯負荷の α_P および α_Q の時間変化について、パソコン負荷の場合と同じことが言える。また、Fig. 8 に示す白熱灯負荷の α_P および α_Q は瞬低発生からの時間および残存電圧に依存しない一定の値となっている。また、それらの値は約 2 であることから、白熱灯は定インピーダンス特性であることが確認できる。

4. 負荷電流の高調波含有率と位相の調査

負荷電流に含まれる高調波を解析するため、測定した電流波形 $i(t)$ を高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) した。残存電圧が 70% であるパソコンの負荷電流を調査した。本論文では、高調波含有率が 1% 未満となる次数の高調波電流はその影響が小さいものとして、それらを無視した。

電圧低下発生前と発生後の高調波含有率を比較すると、数%の違いがあった。また、電圧低下発生後における高調波含有率は時々刻々と変化することもあきらかとなった。詳細にモデル化することを考えると、高調波含有率および位相が時間変化することを考慮してモデル化する必要があるが、本論文では、モデルの煩雑化を避けるために、電圧低下発生前の電流波形から高調波含有率および位相を算出し、それを電圧低下時の高調波モデルとして使用することとした。Fig. 9 に、パソコン負荷の電流から算出した高調波含有率および位相を示している。同様に、Fig. 10 には、インバータ蛍光灯について算出した高調波含有率および位

Fig. 9. Relative harmonic content J_h and phase angle θ_h of PC load current.

Fig. 10. Relative harmonic content J_h and phase angle θ_h of inverter fluorescent light load current.

相を示している。

5. 負荷電流のモデル化に対する考察

第 2 章において、白熱灯の負荷電流は高調波を含まない正弦波であったが、パソコンおよびインバータ蛍光灯の負荷電流は高調波を含む歪み波形であったことを示した。また、第 3 章において電圧特性指数を調べたところ、白熱灯は定インピーダンス特性を示したが、パソコンやインバータ蛍光灯負荷の場合、残存電圧および瞬低発生からの時間に依存することが明らかになった。

以上の結果を踏まえて負荷をモデル化することを考えた場合、白熱灯に代表される定インピーダンス特性を有する負荷は抵抗負荷として容易にモデル化できる。一方、パソコンやインバータ蛍光灯のような負荷については、残存電圧および瞬低発生からの時間に依存した電圧特性指数や負荷電流の高調波を考慮する必要がある。

そこで、電圧特性指数を時間の関数として扱うことを提案する。すなわち、(5) 式は次のように書き表される。

$$\frac{P(t)}{P_0} = \left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^{\alpha_P(t)}, \quad \frac{Q(t)}{Q_0} = \left(\frac{V(t)}{V_0} \right)^{\alpha_Q(t)} \quad \dots\dots\dots (7)$$

パソコン負荷、インバータ蛍光灯負荷、白熱灯負荷に対して、残存電圧 V_{res} を 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80 および 90% とした場合の瞬低試験を実施し、各 V_{res} に対して、瞬低からの経過時間と $\alpha_P(t)$ および $\alpha_Q(t)$ の関係を得た。これを電圧特性指数データベースとして次章に示す負荷モデルに適用する。

6. 電流源による負荷のモデル化

第 h 調波の電流源を $h = 1 \sim 30$ まで並列接続したものの合成電流を用いて負荷への供給電流を表すこととした。合成電流の瞬時値を $i_E(t)$ とする。第 h 調波の電流実効値 $I_h(t)$ を用いると、 $i_E(t)$ は次式で表される。

$$i_E(t) = \sum_{h=1}^{30} \sqrt{2} I_h(t) \sin(2\pi f h t - \theta_h) \dots \dots \dots (8)$$

電流瞬時値 $i_E(t)$ の実効値 $I(t)$ は、第 h 調波の高調波含有率 J_h を用いると次式により算出される。

$$I(t) = I_1(t) \sqrt{1 + \sum_{h=2}^{30} J_h^2} \dots \dots \dots (9)$$

ただし、 $I_1(t)$ は基本波電流の実効値である。(9) 式に $I_1(t) = I_h(t)/J_h$ を代入し、 $I_h(t)$ について解くと次式を得る。

$$I_h(t) = \frac{I(t) J_h}{\sqrt{1 + \sum_{h=2}^{30} J_h^2}} \dots \dots \dots (10)$$

一方、(4) 式および (7) 式から $I(t)$ について解くと、

$$I(t) = \sqrt{\left(\frac{P_O V(t) \alpha_P(t)}{V(t) V_O \alpha_P(t)} \right)^2 + \left(\frac{Q_O V(t) \alpha_Q(t)}{V(t) V_O \alpha_Q(t)} \right)^2} \dots \dots \dots (11)$$

(11) 式を (10) 式に代入すると、

$$I_h(t) = \frac{J_h \sqrt{\left(\frac{P_O V(t) \alpha_P(t)}{V(t) V_O \alpha_P(t)} \right)^2 + \left(\frac{Q_O V(t) \alpha_Q(t)}{V(t) V_O \alpha_Q(t)} \right)^2}}{\sqrt{1 + \sum_{h=2}^{30} J_h^2}} \dots \dots \dots (12)$$

(12) 式を (8) 式に代入すると、

$$i_E(t) = \sum_{h=1}^{30} \sqrt{2} J_h \sin(2\pi f h t - \theta_h) \times \frac{\sqrt{\left(\frac{P_O V(t) \alpha_P(t)}{V(t) V_O \alpha_P(t)} \right)^2 + \left(\frac{Q_O V(t) \alpha_Q(t)}{V(t) V_O \alpha_Q(t)} \right)^2}}{\sqrt{1 + \sum_{h=2}^{30} J_h^2}} \dots \dots \dots (13)$$

(13) 式が負荷への供給電流モデルを表している。第 h 調波の高調波含有率 J_h および位相 θ_h に対して、第 4 章で示した高調波成分データベースの値を代入する。電圧特性指数 $\alpha_P(t)$ および $\alpha_Q(t)$ には、電圧特性指数データベースから、負荷端の電圧実効値 $V(t)$ および瞬低発生からの時間に対応した値を代入する。その結果、(13) 式から瞬低後における

負荷電流瞬時値が決定される。

例として、 $\alpha_P(t)$ および $\alpha_Q(t)$ がデータベースに収録されていない $V_{res} = 45\%$ および 75% の場合について、パソコンの負荷電流を提案モデルを用いて推定した。計算結果を Fig. 11(a) に示す。

計算には EMTDC を用いた。データベースにない電圧特性指数 $\alpha_P(t)$ および $\alpha_Q(t)$ は直線補間することで模擬した。

提案モデルによる負荷電流推定値の精度を検証するために、 $V_{res} = 45\%$ および 75% のときのパソコン負荷電流を実測した。測定結果を Fig. 11(b) に示す。Fig. 11(a) の推定電流は Fig. 11(b) の実測電流に良く一致している。負荷電流推定値の精度を定量的に示すために、瞬低期間中における測定値と推定値との誤差 ε を次式により計算した。

$$\varepsilon = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (|i_{m,i} - i_{e,i}|) \dots \dots \dots (14)$$

ここで、 $i_{m,i}$ および $i_{e,i}$ は、測定電流および推定電流の i 番目のサンプリング値である。また、瞬低期間中にサンプリングした総数を N とした。 $V_{res} = 45\%$ および 75% について ε を計算したところ、それぞれ 0.21 A および 0.04 A であった。平常時における負荷電流の最大値に対する ε の割合を誤差と定義すると、平常時における PC の電流最大値は 4.75 A であったので、誤差は 0.9% および 4.4% となった。また、この誤差の結果は、データベース作成時の電圧低下試験を 10% 刻みで実施した場合の誤差を表している。データベース作成時の実験条件として 10% 程度刻みで実験を実施すれば、誤差は 5% 程度となることを示唆している。

インバータ蛍光灯を負荷として用いた場合についても同様の検討を行った。Fig. 12(a) および (b) には、 $V_{res} = 45\%$ および 75% のときの負荷電流推定値および実測値をそれぞれ示している。同図から ε を算出したところ、 $V_{res} = 45\%$ の場合は 0.06 A であり $V_{res} = 75\%$ の場合は 0.08 A であった。それぞれの誤差を算出すると、 5.8% および 4.6% であった。

Fig. 11. Estimated and measured waveforms of PC load current in case that residual voltage V_{res} is 45% or 75% .

Fig. 12. Estimated and measured waveforms of inverter fluorescent light load current in case that residual voltage V_{res} is 45% or $V_{res} = 75\%$.

以上の結果から、本提案手法を用いると約5%程度の誤差で、瞬低期間中の負荷電流を推定できることが明らかとなった。

また、Fig. 11 で示される残存電圧 V_{res} が45%の瞬低が発生したとき、パソコン負荷の電流は瞬低発生後120ms以後は流れていないので、負荷脱落が確認できる。提案モデルは、データベースを基に電圧低下発生直後の動的な電流の時間変化を再現できる。

本論文では、単相負荷を対象とした負荷電流モデルについて述べたが、同様の手法は動力負荷に対しても適用できると考えられる。

7. あとがき

本論文では、パソコン、インバータ蛍光灯および白熱灯の瞬低時における電圧特性を明らかにした。白熱灯は定インピーダンス特性を示したが、パソコンやインバータ蛍光灯負荷の場合、瞬低時の負荷電流は、残存電圧および瞬低発生からの時間に依存することが明らかになった。そこで、負荷の電圧特性指数の時間変化に着目して、瞬低時における負荷電流の時間変化を再現するモデルを作成した。すなわち、瞬低発生から経過時間および残存電圧に対応する電圧特性指数のデータベースを構築した。また、高調波電流含有率および位相のデータベースを作成した。そして、負荷電流瞬時値の時間変化を再現する式を導出し、両データベースの値を代入することにより、実測値との誤差が5%程度の推定値を算出することを明らかとした。

(平成18年9月1日受付，平成19年1月23日再受付)

文 献

- (1) 浅田 実・長尾待士・田村信次・杉浦徳廣：「大幅電圧変動時の負荷特性－負荷特性の統計的検討－」，電気学会電力技術研資，PE-86-32

- (1986-8)
- (2) K. Tomiyama: "Estimation of Voltage Sensitivity of Bus Load for Power System Analysis", *T. IEE Japan*, Vol.119-B, No.3, pp.327-332 (1999-3) (in Japanese)
富山勝幸：「系統解析のための静的負荷特性の推定手法」，電学論 B, **119**, 3, pp.327-332 (1999-3)
- (3) K. Tomiyama: "Modeling Load Dynamics for Power System Analysis", *T. IEE Japan*, Vol.119-B, No.6, pp.697-703 (1999-6) (in Japanese)
富山勝幸：「系統解析のための『動的負荷モデル』の検討」，電学論 B, **119**, 6, pp.697-793 (1999-6) (2001)
- (4) M. Asada and K. Yamashita: "An Analysis of the Present Load Characteristic in Japan 60 Hz System", *T. IEE Japan*, Vol.121-B, No.10, pp.1371-1378 (2001-10) (in Japanese)
浅田 実・山下光司：「わが国 60 Hz 系統における負荷特性の実態分析」，電学論 B, **121**, 10, pp.1371-137 (2001-10) (2001)
- (5) K. Tomiyama: "Analysis and Tests on Voltage Characteristics of Air-Conditioners", *T. IEE Japan*, Vol.120-B, No.10, pp.1223-1230 (2000-10) (in Japanese)
富山勝幸：「家庭用エアコンの電圧特性試験と考察」，電学論 B, **120**, 10, pp.1223-1230 (2000-10)
- (6) M. Yamashita, N. Kanao, and K. Mizuno: "A Study of Voltage Dynamic Characteristics of Load Devices by Voltage Dip Generator", 2003 National Convention Record IEE Japan, No.6, pp.138-139 (2003-3) (in Japanese)
山下益功・金尾則一・水野弘一：「瞬低発生装置を用いた負荷機器の電圧動特性に関する一考察」，平成15年電気学会全国大会，pp.138-139 (2003-3)
- (7) 電気協同研究会 編：「配電系統における電力品質の現状と対応技術」，電気協同研究，Vol.60, No.2, p.235 (2005)
- (8) P. Kundur: "Power System Stability and Control", EPRI, Power Engineering Series, pp.271-313, McGraw-Hill (1994)

飯 岡 大 輔 (正員) 2004年3月名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程後期課程修了。同年4月同大学大学院工学研究科電子情報システム専攻助手，現在に至る。博士(工学)。分散型電源が導入された電力系統における電力品質に関する研究に従事。電気設備学会，IEEE 会員。

森 健一郎 (学生員) 2006年3月名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻博士課程前期課程修了。同課程において，受配電設備における電力品質に関する研究に従事。同年4月東京電力(株)に入社，現在に至る。

横 水 康 伸 (上級会員) 1990年4月名古屋大学助手，1997年10月名古屋大学講師，1998年10月同大理工科学総合研究センター講師併任，2000年2月同大学助教授，現在に至る。工学博士。高温状態および極低温環境化における大電流現象，環境調和型エネルギーシステムに関する研究に従事。IEEE，エネルギー・資源学会会員。

松 村 年 郎（正員） 1979 年 3 月 名古屋大学大学院工学研究
科博士課程後期課程満了。同年 4 月 同大学助手，
1987 年 2 月 同大学講師。1989 年 3 月 京都大学講
師。1992 年 1 月 名古屋大学助教授，1995 年 4 月
同大学教授，現在に至る。工学博士。主として，
大電流遮断，電気エネルギーの有効利用に関する
研究に従事。IEEE 会員。

箕 輪 昌 幸（正員） 1989 年 3 月 信州大学工学部電気工学科
卒業。1994 年 3 月 名古屋大学大学院工学研究科電
気工学専攻博士課程後期課程満了。同年 4 月（株）
トーエネック入社，現在に至る。博士（工学）。主
として，電気設備の雷害対策，電源品質および接
地技術に関する研究開発に従事。電気設備学会，
電子情報通信学会会員。