Basic Investigation of High-efficiency Power Control between Frequency-controlled Inverter Power Supply and Spot Welding Load

Y. Takasaki, and T. Sonoda*

Department of Information and Systems Engineering, Faculty of Information Engineering, Fukuoka Institute of Technology,
3-30-1 Wajiro-Higashi, Higashiku, Fukuoka 811-0295, Japan

*School of Humanity-Oriented Science and Engineering, Department of Electrical and Communication Engineering, Kinki Univ.,
11-6 Kayanomori, Iizuka 820-8555, Japan

We developed a frequency-controlled inverter power supply for spot welding machines. The welding currents reached 10 kA or higher, while impedance at the weld was extremely small, at 1 mΩ or less. These conditions demanded welding power supplies capable of providing low voltage at high current. To develop such a power supply, we investigated how to control the welding current using an inverter power supply by installing an internal transformer with a large winding ratio. However, due to issues concerning the global environment and energy conservation, inverter power supplies require increasingly higher efficiency. One method of improving efficiency is to match the impedance between the inverter power supply and the load. The leakage impedance of the inverter transformer, however, is dependent on frequency and current. In addition, the extremely low load (1 mΩ or less) makes such impedance matching difficult to implement. This paper presents the results of an investigation into high-efficiency power control between an inverter power supply with an internal transformer (with a large winding ratio) and a load of no more than 1 mΩ. The results confirmed that inverter output power that maximized frequency and matching were possible.

Key words: Spot welding machine, inverter power supply, transformer constants, spot welding load, impedance matching

周波数制御形インバータ電源によるスポット溶接負荷 への高効率電力供給に関する基礎的検討

高崎佳明・園田敏勝*

福岡工業大学情報工学部情報システム工学科, 福岡市東区和白東 3-30-1 (〒811-0295)

*近畿大学産業理工学部電気通信工学科, 飯塚市柏の森 11-6 (〒820-8555)

1. はじめに

本論文は、巻数比の大きい変圧器を内蔵する周波数制御形インバータ電源^{1)~3)}を用いて負荷インピーダンスが 1 [mΩ] 以下を想定したスポット溶接電力の振舞について検討したものである。具体的には、(1)インバータ電源と負荷とのインピーダンスマッチングに対する基礎的検討、(2)電源周波数に対する負荷力率、(3)電源周波数と負荷電力との関係である。

今日、自動車工業、家電、製缶業界などではスポット溶接機が多用されており^{4)~7)}、その容量が 50 [kVA] を超えると、高圧受電設備を必要とする。したがって、小規模工場や大容量電源の得られない建設現場などでは、携帯用スポット溶接機の開発が求められていた⁴⁾。これに対し、筆者らは家庭に供給されている商用電源(100 [V], 20 [A])で動作する磁束制御形スポット溶接機を開発を行い^{8)~10)}、続いて低電圧大電流負荷に適する巻数比の大きい変圧器を内蔵するインバータ電源の開発を行ってきた^{1)~3)}。

たとえば、スポット溶接機を用いて鉄板同士を溶接する場合、溶接回路の等価溶接抵抗は、溶接部の温度上昇に伴

い、数倍は変化する場合がある¹⁰⁾。さらに、要求される電流は 10 [kA] を超える場合があり、溶接電流の制御は、簡単でないことを経験した¹⁰⁾。筆者らは、この問題の解決を目指し、インバータの周波数を制御する方式のインバータ電源を提案して、溶接電流の制御を可能にした¹⁾。

また、周波数制御形インバータ電源の方式は、今日、誘導機の変速運転やモータドライブなどで広く用いられている PWM 方式¹¹⁾と異なり、直流電源を変圧器の 1 次巻線に正負交互に切り替えて入力 (矩形波) する簡単な方式である。したがって、取り扱う電流は、非正弦波の交流で数千アンペアとなるため、これまでに電流制御に対する適切な指針を与える論文等の資料は見当たらない。

一方、近年では、省エネ、地球環境の観点からインバータ電源の高効率化が望まれ、インバータに用いるスイッチング素子の改良開発が顕著である^{12)~15)}。周知のように高効率化を実現する一つの方法は、インバータ電源と負荷である溶接部とのインピーダンスマッチングを行うことである。つまり、如何にして、溶接部に高効率で電力を送り込むかが大きな課題となる。しかしながら、巻数比の大きい変圧器を内蔵するインバータ電源と 1 [mΩ] 以下を想定し

た負荷とのインピーダンスマッチングを実現するのは簡単でなく、インピーダンスマッチング問題に対す指針を得る必要がある。

本論文は、この指針を得るため、まず、変圧器を内蔵していない電子回路で構成するインバータ電源を用いて、インピーダンスマッチングの問題について検討した。その結果、電源と負荷とがともに抵抗成分のみであれば、理論と実験とは一致し、正弦波、矩形波いずれの場合でも、電源の内部抵抗と負荷抵抗の大きさが等しい時、負荷電力は最大になることを確認した。次に、同じインバータ電源で、電源と負荷とがともに抵抗と誘導成分を有する場合には、正弦波、矩形波いずれの場合でも負荷電力を最大とする負荷抵抗の存在することを確認した。そして、巻数比の大きい変圧器を内蔵するインバータ電源を用いた場合には、正弦波、矩形波いずれの場合でも、変圧器の1次巻線に供給する負荷力率が最大となる周波数の存在することを確認し、電源周波数に対する負荷電力の振舞について確認した。

以上の検討結果より、目指す巻数比の大きい変圧器を内蔵する周波数制御形インバータ電源を用いてスポット溶接部に高効率で電力を供給する際の指針を得ることができた。

2. インバータ電源と負荷とのインピーダンスマッチング

ここでは、インバータ電源と電源に繋がる負荷とのインピーダンスマッチングの問題について検討する。まず、電源に変圧器を内蔵しない場合には、変圧器定数の周波数・電源電圧・電流依存性を考える必要がないことから理論と実験とは、一致すると考えられる。しかしながら、変圧器を内蔵する場合には、変圧器定数が絡みマッチング問題は、簡単には議論できないと考えられる。

2.1 変圧器を内蔵しないインバータ電源

Fig. 1 は、変圧器を内蔵しない電子回路で構成するインバータ電源とその負荷である溶接部とのインピーダンスマッチングの基礎について検討するために構成した実験回路である。正確な実験結果を得るため、インバータ電源 $\dot{V}_s$ は、任意波形発生器 F.G. とアナログ電力増幅器 P.A. とを用いて構成している。負荷電力 P_L は、デジタル型の電力計 P.M. を用いて P_{det} として計測する。なお、P.M. の計測精度については、電流計型電力計の測定値と比較した。その結果、正弦波、矩形波 15~130 [Hz], 0.5~5 [A(rms)], 8 [W(rms)] 以上に対して、両電力計の計測差は 5 [%] 以内であった¹⁶⁾。

変圧器を内蔵しないインバータ電源のインピーダンス $\dot{Z}_s$ を(1)式、負荷インピーダンス $\dot{Z}_L$ を(2)式とする。

$$\dot{Z}_s = r_s + jx_s \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\dot{Z}_L = R_L + jX_L \quad \dots\dots\dots (2)$$

正弦波交流電源において P_L を最大とする条件は、周知のように(3)、(4)式より(5)、(6)式で与えられ、最大負荷電力 P_{max} は(7)式となる^{16)~18)}。(5)式は、電源と負荷インピーダンスそれぞれの虚数部が相殺した形になっており、(7)式は直流回路における最大負荷電力の条件と一致する。

$$\frac{\partial f(R_L, X_L)}{\partial R_L} = 0, \quad \frac{\partial f(R_L, X_L)}{\partial X_L} = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\frac{\partial^2 f(R_L, X_L)}{\partial R_L^2} > 0, \quad \frac{\partial^2 f(R_L, X_L)}{\partial X_L^2} > 0 \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$x_s = -X_L \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$r_s = R_L \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$P_{max} = \frac{|\dot{V}_s|^2}{4r_s} = \frac{|\dot{V}_s|^2}{4R_L} \quad \dots\dots\dots (7)$$

2.2 実験結果 (変圧器を内蔵しないインバータ電源)

ここでは、まず正弦波の場合で P_L を最大とする条件と実験結果とが一致するかどうかを確認する。実験に用いる x_s と X_L の両リアクタンスには、鉄の非線形性と鉄損の影響を無くするために空心コイルを用いることにする。

Fig. 2 は、Fig. 1 の実験回路でインバータ電源を正弦波交流、周波数 f_s を 100 [Hz] とし、 $\dot{Z}_s = r_s + j0$, $\dot{Z}_L = R_L + j0$ として R_L を変化した場合の P_L の振舞いを示したものである。Fig. 2 の下部には、 V_s, f_s などの実験条件を示している。 P_L は、 $r_s = 0.67 [\Omega]$ に対し、 $R_L = 0.69 [\Omega]$ で最大となり 3 [%] の誤差を許すと理論と実験結果とは一致している。また、(7)式の P_{max} が最大となる計算値 $P_{max, Cal}$ と測定値 $P_{max, Ex}$ は、それぞれ 6.52 [W], 6.35 [W] となり、両値の差は 3 [%] 程度である。

F.G.: Function generator, P.A.: Power amplifier, $\dot{V}_s$: Inverter power supply voltage, V_s : Inverter power supply voltage (rms), $\dot{I}_s$: Inverter power supply current, r_s : Source resistance, x_s : Source reactance, V_L : Load voltage (rms), R_L : Load resistance, X_L : Load reactance, P.M.: Digital power meter, P_{det} : Measured value of P_L .

Fig. 1 Experimental circuit for impedance matching without transformer.

Fig. 2 Behavior of P_L with varying R_L (sine wave).

Fig. 3 は, Fig. 1 の実験回路でインバータ電源を矩形波とした場合であり, 図の下部には, V_s , f_s などの実験条件を示している. ここで用いた矩形波は, Fig. 1 に示す P.M. と電流計形電力計の測定値を比較した時と同様に, スループレートは 60 [V/ μ s] である. $r_s=0.72$ [Ω] に対し, $R_L=0.71$ [Ω] で P_L が最大となることがわかる.

Fig. 2, Fig. 3 の結果は, 電源と負荷がともに抵抗成分のみであれば, 正弦波, 矩形波いずれの場合でも, 電源の内部抵抗と負荷抵抗の大きさが等しい時に負荷電力は最大になると言える.

Fig. 4 は, Fig. 1 の実験回路で $\dot{Z}_s=r_s+jx_s$, $\dot{Z}_L=R_L+jX_L$ となるように回路を構成し, Fig. 2, Fig. 3 の場合と同様に R_L を変化した場合の P_L を測定したものである. なお, Fig. 4 の下部には, V_s , f_s などの実験条件を示しており, x_s と X_L の値は, $f_s=100$ [Hz] の場合の値である.

Fig. 4 に示す P_{sin} は, 電源波形が正弦波の場合で, P_{sq} は矩形波の場合である. 両電源波形で P_L が最大となる電力を比較すると P_{sq} が P_{sin} より 17 [%] 程度小さくなっている. この差の原因は, 矩形波の高調波成分に基づいて生じている. Fig. 4 の結果より, 正弦波, 矩形波いずれの場合も P_L を最大とする R_L の存在することが確認できる.

ここで, P_{sin} が最大となる R_L を求めると, 3.54 [Ω] となるのに対して, 実験値は概ね 3.9 [Ω] であり, 10 [%] 程度の誤差が生じている. この原因は測定誤差, 実験に用いた空心コイルのインダクタンス測定誤差に基づくと考えられている.

2.3 変圧器を内蔵するインバータ電源

次に, 検討するスポット溶接機の負荷は, 低電圧大電流負荷であることからインバータに巻数比の大きい変圧器を繋いだ場合のマッチングについて検討する. つまり, 変圧器を内蔵する電源を用いてインピーダンスが 1 [m Ω] 以下を想定した負荷に電力を供給する場合でもマッチングが得られるかどうかを確認する.

Fig. 5 は, Fig. 1 の R_L , X_L 部に Table 1 に示す巻数比 $a(N_1/N_2)$ が 40 である変圧器を繋いだ実験回路である. なお, Table 1 は, 文献"20)"に示す Table 1 を引用している.

Fig. 6 は, 試作した変圧器の外観である. スポット溶接機の溶接電流は, 10 [kA] 以上に達する大電流になることを考え, 変圧器の 2 次巻線 N_2 は, 780 [mm²] の断面積を有する平角銅線を 1 turn としている. その構造は, 内鉄型の両脚に施した 1 次巻線 $N_{1,p}$, $N_{1,n}$ の上に各 1 turn を巻きつけて並列接続している. 2 次巻線端末部のひれ状に伸びている部分は, 放熱を兼ねている. N_{sch} は探りコイルで, 鉄心の磁束密度や 1 次巻線で生じる電圧降下などを測定する際に用いる. なお, Fig. 5 に示す変圧器の 2 次側に繋がる負荷としては, 断面積が 38×10^{-6} [m²] で抵抗率 $\rho=1.72 \times 10^{-8}$ [$\Omega \cdot m$] の電線を用い全長=1.54 [m] の並行 2 芯としている. なお, ケーブルの抵抗 r_1 は, 20 [°C] で 1.39 [m Ω] である.

変圧器を内蔵するインバータ電源の周波数を制御して溶接電流を制御する際, 検討しなければならないのは, 変圧器の 1 次巻線から見た溶接回路のインピーダンスと変圧器の内部インピーダンスである. ここで, 変圧器の励磁アドミタンス Y_0 , 励磁コンダクタンス g_0 , 励磁サセプタンス b_0 それぞれの 1 次電圧依存性と周波数依存性は, 鉄心が磁気飽和を起こさない限り特別な問題とはならない. なお, これらの詳細については文献"16)"に示している.

変圧器の内部インピーダンスは, 簡易型等価回路を用いた短絡試験から求める.

Fig. 3 Behavior of P_L with varying R_L (square wave).

Fig. 4 Behavior of P_L with varying R_L .

Fig. 5 Experimental circuit for impedance matching with transformer.

Table 1 Transformer used in experiment.

$N_{1,p}=N_{1,n}$	N_{sch}	N_2	l_{core}	S_{core}
40 turns	10 turns	1 turn	0.609 [m]	20×10^{-4} [m]
Coil size 22 [mm ²]	Coil size 7.03×10^{-2} [mm ²]	Coil size 780 [mm ²]		
4.90 [m Ω] (20 [°C])	1.44 [Ω] (20 [°C])	9.67 [$\mu\Omega$] (20 [°C])

Fig. 6 Transformer used in experiment.

Fig. 7 は、変圧器の励磁部を無視して短絡試験を行う際の等価回路である²¹⁾。これより、(8)式から(11)式までの関係が得られる。Fig. 6 の試作した変圧器の 1 次側に換算した抵抗 r_s を(9)式より求めると $r_s = 20.37$ [mΩ] となる。

$$\dot{V}_{1S} = \frac{\dot{V}_{1S}}{\dot{I}_{1S}} \dots\dots\dots (8)$$

$$r_s = r_1 + a^2 r_2 \dots\dots\dots (9)$$

$$x_s = \sqrt{Z_s^2 - r_s^2} \dots\dots\dots (10)$$

$$l_s = \frac{x_s}{2\pi f_{1S}} \dots\dots\dots (11)$$

Fig. 8 は、変圧器の 2 次側を短絡し、1 次短絡電流 I_{1S} を 5, 10, 15, 20, 25 [A(rms)] とした場合の励磁電源周波数 f_{1S} に対する 1 次側に換算したインダクタンス l_s の振舞いである。 f_{1S} が高くなるにつれて l_s が小さくなるのは、1 次巻線から見た鉄心の等価透磁率 μ_{eq} が高周波領域で小さくなるからである²⁰⁾。つまり、成層した鉄心内で形成された一種の短絡回路には、磁束の時間変化に基づく電流が流れ、同様に成層鉄心を構成する各電磁鋼板内にも渦電流が流れる。これらの電流によって変圧器鉄心磁束の時間変化が妨げられる結果と考えている。なお、 I_{1S} を 5~25 [A(rms)] にした場合の電流依存性は、小さいとみて良い。

Fig. 9 は、 f_{1S} を 10 [Hz] ~ 1 [kHz] とした場合の I_{1S} に対する l_s の振舞いである。 l_s の電流依存性が小さいのは、短絡試験であることから、鉄心の磁束密度が小さいことを示している。 I_{1S} の増加に対して l_s が若干増加しているのは、周波数制御形インバータ電源としては好都合である²⁰⁾。

ここで、Fig. 8, Fig. 9 は、文献²⁰⁾ に示す Fig. 4, Fig. 5 のそれぞれを引用している。

Fig. 10 は、Fig. 6 に示すように変圧器の 2 次側に繋いだ並行 2 芯ケーブルのインダクタンス l_l の周波数特性を示している。電源周波数 f_s が高くなるにつれてケーブル導体内の渦電流の影響で l_l は小さくなっている。しかしながら、 l_l は [μH] 程度以下であることと、検討するインバータ電源の周波数は 10 [kHz] 以下を考えているので大きな問題とはならない。Fig. 6 に示す変圧器の 1 次巻線端子から見た(2)式の R_L を求めると、変圧器の 2 次側に繋いだケーブルの抵抗 r_l は 1.39 [mΩ]、また、Table 1 に示す $r_1 = 4.90$ [mΩ]、 $a = 40$ であることから(12)式となる。また、 X_L は、(13)式から求められる。

$$R_L = r_1 + a^2(r_2 + r_l) = 2.24 \dots\dots\dots (12)$$

$$X_L = 2\pi f_{1S} \{l_1 + a^2(l_2 + l_l)\} \dots\dots\dots (13)$$

$\dot{V}_{1S}$: Primary short circuit voltage, f_{1S} : Power supply frequency, $\dot{I}_{1S}$: Primary short circuit current, r_1, r_2 : Primary and secondary winding resistance of the transformer, $a = N_1/N_2$: Turn ratio of the transformer, $\omega = 2\pi f_{1S}$: Angular frequency, l_1, l_2 : Primary and secondary winding leakage inductance of the transformer.

Fig. 7 Equivalent circuit for short-circuit test.

Fig. 8 Behavior of l_s with varying excitation frequency f_{1S} .

Fig. 9 Behavior of l_s with varying primary short-circuit current I_{1S} .

Fig. 10 Characteristics of l_l for frequency f_s .

ところが、上述したように、 X_L は I_s と I_L がともに周波数と電流の大きさに依存することから簡単には定まらない。

また、インバーに用いる蓄電池 B の内部抵抗、IGBT と IGBT に並列接続する還流ダイオードの内部抵抗の電流依存性までを考えると、このマッチングの問題は極めて難しくなってしまう。そこで、変圧器の 1 次巻線端子における力率 $\cos\phi_{1L}$ に着目する。仮に、電源に繋がる負荷が抵抗成分のみであれば、力率は周波数に依存しなくなり、誘導成分が支配的であれば、インバータ周波数に反比例して力率は悪くなる。そこで、最大力率がインバータ周波数に依存して定まれば、最大力率で負荷に電力を供給することができることになる。

Fig. 14 は、Fig. 12 に示す電源の変圧器の 2 次側に負荷として 2.3 節同様、20 [°C] で 1.39 [mΩ] のケーブルを繋ぎインバータ周波数 f_i を変化させた場合の変圧器 1 次巻線における力率 $\cos\phi_{1L}$ の振舞いを示したものである。Fig. 14 の結果は、力率を最大とするインバータ周波数が存在することを示している。なお、Fig. 14 に示す $N_{1,p}=35, 40, 45$ は、Fig. 5 に示す変圧器 1 次巻線の巻数である。 $M_1=N_{1,p}=N_{1,n}=40$ の場合、インバータ周波数 f_i は 90.1 [Hz] で力率が最大となっている。

Table 2 は、各 M_1 に対する最大力率を与えるインバータ周波数などを纏めたものである。1 次巻数 N_1 が増えるにしたがって、最大力率を与える周波数 f_i が低くなるのは、変圧器の漏れインダクタンスが巻数の増加に伴って大きくなるからである。

Fig.14 に示すインバータ周波数に対する力率の振舞いに対して、変圧器の 1 次巻線の片方 $N_{1,p}$ に供給される電力 P_{1L} はどのようになるかを確認したのが Fig.15 である。なお、Fig. 15 に示す P_{1L} は、仮に $N_{1,p}$ と $N_{1,n}$ との対称性が得られていれば $2P_{1L}$ の電力が変圧器に供給されていることになる。Fig. 15 の結果は、Fig. 5 の実験回路を用いた場合と異なり、 P_{1L} を最大とする周波数 $f_{i,max}$ は存在せず、単に周波数を低くした方が P_{1L} は大きくなっている。この原因は、負荷インピーダンスのリアクタンス成分が電源周波数に依存するからである。また、マッチングが得られないのは、変圧器の 1 次巻線に繋がる電源のインピーダンスが極めて小さかったからではないかと考えている。つまり、電源側の等価インピーダンスは、Fig. 12 に示す電流検出抵抗である R_{d1} と $R_{d,p}$ の抵抗値、蓄電池の内部抵抗と IGBT、還流ダイオードの各内部抵抗が小さいからであると考えている。しかしながら、 f_i を制御することにより、 P_{1L} の制御が可能であることが確認できる。周知のように、 f_i の最小周波数は、インバータに用いる変圧器の磁気飽和で制限される。

4. インピーダンスマッチングに対する考察とまとめ

本論文では、インバータ電源と負荷インピーダンスが 1 [mΩ] 以下を想定したスポット溶接電力の振舞いについて検討し、次の(1)、(2)を実験的に確認して(3)以降の結果を得た。

- (1) 電源と負荷が共に抵抗成分のみであれば、正弦波、矩形波いずれの場合も、電源の内部抵抗と負荷抵抗の大きさが等しい時に負荷電力は最大になる。
- (2) 電源と負荷とが共に抵抗と誘導成分を有する場合には、正弦波、矩形波いずれの場合でも負荷電力を最大とする負荷抵抗が存在する。このことは、自明とはいえず最大電力伝送定理を確認したことに繋がると考えている。
- (3) 変圧器を内蔵する電子回路で構成するインバータ電源を用いた場合には、正弦波、矩形波いずれの場合でも、

Fig. 14 Behavior of $\cos\phi_{1L}$ with varying inverter frequency f_i .

Fig. 15 Behavior of P_{1L} with varying inverter frequency f_i

Table 2 Relationship between inverter frequency and maximum power factor for M_1 .

N_1 [turns]	f_i [Hz]	V_1 [V(rms)]	I_1 [A(rms)]	$\cos\phi_{1L}$
35	101.1	27.77	9.23	0.59
40	90.1	27.82	7.64	0.60
45	82.0	27.86	6.18	0.61

変圧器の 1 次巻線に供給する電力が最大となる周波数の存在することを確認した。

- (4) 具体的に巻数比の大きい変圧器を内蔵する IGBT を用いて構成した周波数制御インバータ電源を運転した場合、変圧器の 1 次巻線における力率が最大となるインバータ周波数の存在することを確認した。
- (5) 変圧器の 1 次側に換算したインダクタンス L_s は、インバータ周波数と電流の大きさに依存すること、更にはインバーに用いる蓄電池 B の内部抵抗、IGBT と IGBT に並列接続する還流ダイオードの内部抵抗の電流依存性までを考えるとこのインピーダンスマッチングの詳細は、極めて難しくなってしまうと言える。
- (6) 巻数比の大きい変圧器を内蔵する周波数制御インバータ電源でスポット溶接電力の制御を行う際、最大力率で運転できることを確認した。
- (7) スポット溶接部に供給する熱量は、溶接部で消費される電力の時間積分であることから、最大電力で運転する場

合の溶接時間との関係については、今後の課題である。

そして、溶接部抵抗の時間変化も考慮する必要があると考えている。

以上の検討結果から、巻数比の大きい変圧器を内蔵するインバータ電源と1[mΩ]以下を想定したスポット溶接電力の振舞と溶接負荷とのインピーダンスマッチングに対する一つの指針を得ることができたと考えている。

References

- 1) Y. Takasaki and T. Sonoda: *IEEE Trans. Magn.*, **41**, pp.4054-4056 (2005).
- 2) T. Asada, T. Munesada, T. Sonoda, and Y. Takasaki: *Int. Conf. on Elec. Engi. 2009, Shenyang, China, Conf. Rec.*, 19FP0511, 07, Jul. (2009).
- 3) T. Munesada, Y. Takasaki, and T. Sonoda: *16th Int. Conf. on Elec. Engi. July 11-14, 2010 Busan Korea, Conf. Rec.*, CIT-01 (2010).
- 4) M. Kabasawa: *Journal of the Japan Welding Society*, **68**, pp.74-78 (1999) (in Japanese).
- 5) M. Kondo: *Journal of the Japan Welding Society*, **79**, 8, pp.750-759 (2010) (in Japanese).
- 6) Y. Turuhara: *Toyota Body, D&M News Report*, **9**, 588, pp.14-15 (2003) (in Japanese).
- 7) T. Yoshida: *Journal of the Japan Welding Society*, **79**, 5, pp.448-449 (2010) (in Japanese).
- 8) T. Sonoda, Y. Takasaki, and K. Amame, A. Wada: *Int. Conf. on Elec. Engi. 2001 Conf. Rec.*, pp.1792-1795 (2001).
- 9) S. Fujii, T. Sonoda, and Y. Takasaki: *JIEE Research Conf. Rec., MAG-03-161*, pp.5-10 (2003) (in Japanese).
- 10) Y. Takasaki, T. Sonoda, and S. Fujii: *TIEE Japan, IA*, **125**, 5, pp.420-425 (2005) (in Japanese).
- 11) T. Noguchi, K. Nishiyama, K. Ishida, Y. Asai, and T. Matsubara: *IEEEJ Trans. IA*, **126**, 1, pp.48-55 (2006) (in Japanese).
- 12) Y. Onozawa, M. Otsuki, N. Iwamuro, S. Miyashita, T. Miyasaka, Y. Seki, and T. Matsumoto: *IEEE Trans. IA*, **43**, 2, pp. 513-519 (2007).
- 13) H. Ninomiya, S. Umekawa, S. Wakiyama, and K. Nishitani: *Toshiba Review*, **65**, 1, pp.15-18 (2010) (in Japanese).
- 14) T. Shinohe: *Toshiba Review*, **59**, 2, pp.49-53 (2004) (in Japanese).
- 15) M. Niwayama, S. Kazama, C. Kudo, and M. Kitabatake: *Panasonic Technical Journal*, **57**, 1, pp.9-14 (2011) (in Japanese).
- 16) T. Asada, T. Sonoda, and Y. Takasaki: *JIEE Research Conf. Rec.*, MAG-08-9, pp.43-48 (2008) (in Japanese).
- 17) S. Takeyama: *Denjikigaku gensyuriron* (in Japanese), pp. 218-219, Maruzen (1982).
- 18) S. Takagi: *Kaiseki gairon* (in Japanese), pp. 60-71, Iwanami shiyoten (1959).
- 19) T. Sonoda, T. Asada, and Y. Takasaki: *Int. Conf. on Elec. Engi. 2007, Hong Kong, Conf. Rec.*, ICEE-308, 09, Jul. (2007).
- 20) Y. Takasaki, and T. Sonoda: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **36**, pp.13-19 (2012).
- 21) S. Miyairi: *Daigaku Kougi Saissin Denki-kikigaku* (in Japanese), pp.94-95 (Maruzen, 1979).

2011年10月01日受理, 2011年12月04日再受理, 2012年1月18日採録