

電磁圧接および電磁成形用空芯トランスの特性

Characteristics of the Air Core Transformer for Magnetic pulse Welding and Electromagnetic Forming

石橋 正基¹⁾, 岡川 啓悟¹⁾, 相沢 友勝²⁾, 邊見 信夫¹⁾

Masaki ISHIBASHI, Keigo OKAGAWA, Tomokatsu AIZAWA and Nobuo HEMMI

Abstract: The magnetic pulse welding and electromagnetic forming are peculiar technology using large electromagnetic force. Pulse large current flowing through the flat one-turn coil is produced this large electromagnetic force. However, there is only using the spark gap switch for discharged the capacitor energy, since the pulse current exceeds 100kA. The spark gap switch needs the maintenance in the every discharge. Then, the transformer is introduced in order to reduce the current, apply the semiconductor switch. In this study, the air core transformer of 2:1 turn ratio was made, and the primary current was reduced in about 1/2. It was possible to produce the transformer of the very high coupling coefficient by the proposed production method.

Keywords: Magnetic pulse welding, Electromagnetic forming, Pulse large current, Air core transformer, Coupling coefficient

1. まえがき

2枚の金属薄板の電磁圧接には、コンデンサ電源、放電ギャップスイッチおよび平板状ワンターンコイルからなる LCR 放電回路が用いられる。コイルに流れる放電電流は最大値 100~300kA、周期 5~35 μ s の減衰振動電流であり、流れている期間は 30~150 μ s である。放電ギャップスイッチを閉じると、大きな音と強い光を発生して短絡状態になって放電電流が流れ、電極表面から電極材料を蒸発させて表面を汚損する。これを放置すると、ギャップスイッチの始動が不安定になって、安定した放電実験および放電電流の測定ができない。都立産技高専の実験装置は、数回ごとに電極表面やトリガピンを清浄処理しなければならない。放電ギャップスイッチの代わりに無接点スイッチである半導体スイッチのサイリスタを用いれば大きな音と清浄処理は無くなるが、サイリスタの使用は電流値や電流変化率が大きい放電回路では難しい。また、周期の長い圧接実験や成形実験は、コンデンサ電源容量を大きくして周期を長くする。しかし、周期は容量の平方根に比例するため、容量を大きくした割には長くない。放電ギャップスイッチのサイリスタへの置き換えおよび放電電流の長周期化を実現するために、放電ギャップスイッチとコイルの間に空芯トランスを入れる方法がある[1]。トランス巻数比を選ぶと、放電電流の周期が巻数比に比例して長くなり、同時に放電ギャップスイッチに流れる電流は小さくなる。こ

こでは、作成した漏れインダクタンスの少ない空芯トランスについて、作成法および特性などを報告する。

2. トランスを用いた電磁シーム圧接装置

電源コンデンサと平板状ワンターンコイルの間に圧接トランスを用いた電磁シーム圧接装置の概略を図1に示す。図1(a)に回路図、(b)にワンターンコイル垂直断面図、(c)にコイル平面図を示している。スイッチを閉じ、圧接トランスを介して中央幅の狭いワンターンコイルに放電電流を急激に流すと、図1(b)のようにコイル周辺に磁束(磁束密度 B)が発生し、下側の金属薄板(可動薄板)に交差する。電磁誘導作用により、金属薄板には、渦電流(電流密度 i)がコイルと逆向きに流れ、渦電流 i と磁束密度 B により矢印の方向に電磁力 f が働く。これらは次式で与えられる。

$$\text{rot } i = -\kappa(\partial B / \partial t) \quad (1)$$

$$f = i \times B \quad (2)$$

ここで、 κ は下側の金属薄板の導電率である。

渦電流が流れる部分(単位体積)には、電磁力が作用し、ジュール熱 i^2 / κ が発生する。電磁力によって、下側の金属薄板は高速変形され、上側の薄板(固定薄板)に衝突する。渦電流による電磁力の大きさとスペーサによる間隙長などが適当であれば、金属薄板の重なった部分には、下部にあるコイル板よりやや狭い幅で、コイルに沿って二本の直線状にシーム圧接される。

¹⁾ 都立産技高専 ものづくり工学科 電気電子工学コース

²⁾ 都立工業高専 名誉教授

圧接トランスは、その巻数比を選べばコイルに流れる放電電流の周期を大きく変えることができ、1次側の電流を低くすることができる。理想トランスの場合、巻数比を $a : 1$ とし、1次側の電圧、電流を v_1, i_1 、2次側の電圧、電流を v_2, i_2 とすると、次式が成り立つ。

$$v_2 = (1/a)v_1 \quad (3)$$

$$i_2 = ai_1 \quad (4)$$

巻数 $a > 1$ の場合、2次電流 i_2 は1次電流 i_1 より a 倍大きな電流が流れることがわかる。すなわち、コンデンサ側（ギャップスイッチ）に流れる電流 i_1 は、圧接に必要な電流値 i_2 の $1/a$ 倍であることから、サイリスタの定格電流値の範囲内まで1次電流 i_1 を低減する巻数比にトランスを設計することによってサイリスタの導入が期待される。また、1次電流と2次電流の周期 T は、近似的に次式で与えられる。

$$T \approx 2\pi\sqrt{LC} \quad (5)$$

ここで、 L は実効インダクタンスであり、トランスのインダクタンスが大きな割合を占めている。トランスのインダクタンスは巻数の2乗に比例するので、周期 T は実効インダクタンス L に概ね比例し、容易に周期を長くできる。

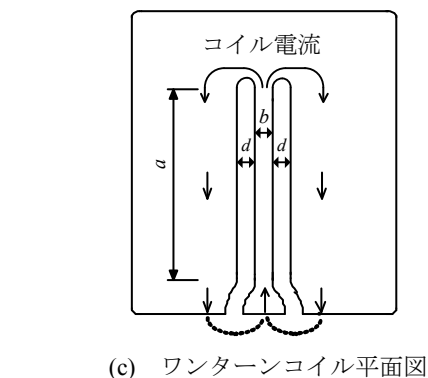
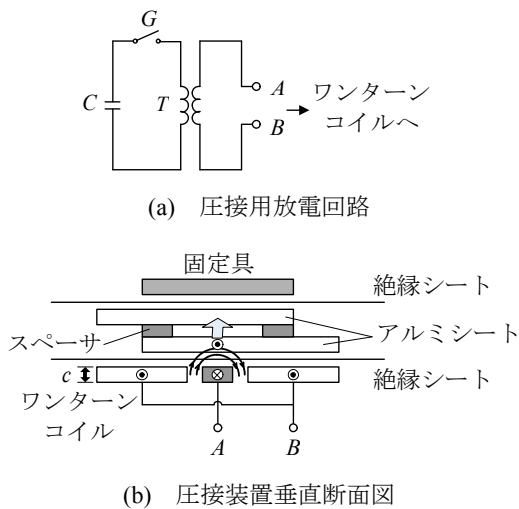


図1 トランスを用いた電磁シーム圧接原理図
Fig.1 Principle of magnetic pulse welding using the Transformer

3. 空芯トランスの作成法

電磁シーム圧接では、最大値 100kA を超えるパルス大電流が数十 μs の非常に短い時間だけ流れる。鉄心を使用した場合磁気飽和を起こしてしまい、必要な性能を得ることができない。そのため、鉄心を使用せず空芯仕様としなければならない。空芯トランスの場合、磁束の通路である磁気回路の抵抗が大きいため、漏れ磁束が発生しやすく、鉄心トランスと比較して漏れインダクタンスが増加し、結合係数が低下する傾向がある。そのため、漏れインダクタンスを小さくする巻き方を工夫する、すなわち、結合係数が大きくなるような巻き方をしなければならない。なお、非常に短い時間だけしか電流が流れないため、熱設計は容易である。

本研究では、巻数比 2 : 1 のトランスを製作する。12mm 厚のポリカーボネート板で作成された横 420×幅 200×高さ 700mm の型枠の外側に、1次巻線と2次巻線の間に絶縁シートを挟みながら対向するように巻き付ける。1次巻線は幅 100mm、厚さ 0.3mm の銅板を使用し、2次巻線は幅 100mm、厚さ 0.5mm の銅板を使用する。巻き方は、図2に示すように、まず1次巻線を1ターン巻いた後、絶縁シートとして厚さ 50 μm の接着剤付きポリイミドフィルム3枚を貼り付けて1次巻線を固定する。3枚2層のフィルム間に、空気が入らないように注意している。

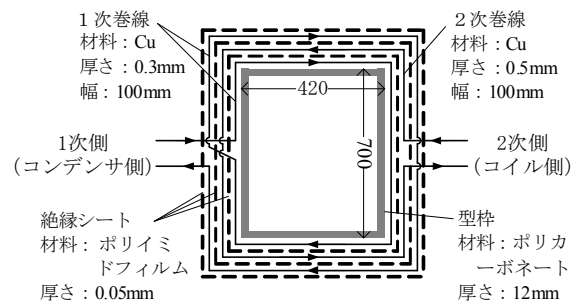


図2 トランス巻線
Fig.2 Winding of the transformer



図3 トランス外観図
Fig.3 Appearance of the transformer

その上に2次巻線を1ターン巻いた後、同様の絶縁シート3枚を貼り付けて固定し、2次側端子を取り出す。さらに1次巻線の2ターン目を巻いて、同様に絶縁シートを貼り付けて固定する。1次巻線と2次巻線の離間距離は約0.2mmになる。図2の矢印は巻線に流れる電流で、逆方向になる。これら全体を、巻線間に生じる反発電磁力によって巻線がずれないように、12mm厚のポリカーボネート板を当てて万力で固定する。図3にその外観図を示す。

4. トランスの等価回路と回路定数の算出

4.1 トランスの電気等価回路モデル

図4にトランスの巻数比を1次側：2次側 = $a:1$ としたときのトランスの電気等価回路モデルを示す[2]。ここで、 L_1 ：1次巻線インダクタンス、 L_2 ：2次巻線インダクタンス、 r_1 ：1次巻線抵抗、 r_2 ：2次巻線抵抗、 M ：相互インダクタンスである。相互インダクタンスは、

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (6)$$

で表され、 k は磁気的な結合度合いを示す結合係数である。

トランスを1次側換算し、かつ、巻数比を1:1の変圧比に換算したT形等価回路モデルに置き換えたものが図5(a)である。ここで、 l_1, a^2l_2 は1次側、2次側それぞれの漏れインダクタンスを表しており、以下の式で表される。

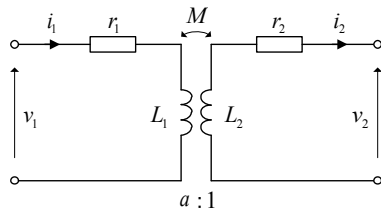
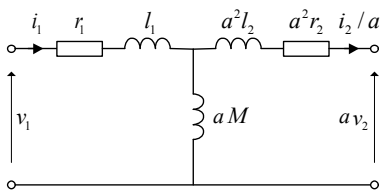
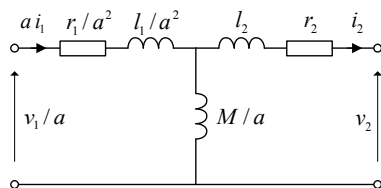


図4 トランスの電気等価回路

Fig.4 Electrical equivalent circuit for the transformer



(a) 一次側換算



(b) 二次側換算

図5 T形等価回路

Fig.5 T type equivalent circuit

$$l_1 = L_1 - aM \quad (7)$$

$$a^2l_2 = a^2(L_2 - M/a) = a^2L_2 - aM \quad (8)$$

漏れインダクタンスとは、漏れ磁束を等価的に電気回路素子で表現したものであるため、漏れインダクタンスが小さいほど結合係数が大きいといえる。同様に、二次側に換算した場合の等価回路モデルを図5(b)に示す。それぞれの漏れインダクタンスは以下のように表される。

$$l_1/a^2 = (L_1 - aM)/a^2 = L_1/a^2 - M/a \quad (9)$$

$$l_2 = L_2 - M/a \quad (10)$$

4.2 トランスの回路定数と結合係数の算出

図5の回路定数を算出する手法として、トランスの開放短絡法があげられる[3]。これは、無負荷試験と短絡試験2つの試験を行うことで得られる試験法である。ただし、圧接トランスは通常の鉄心トランスと違い、パルス大電流を短時間のみ流す特殊用途の空芯トランスであるため、実際の使用条件に合わせて試験している。

測定回路は、図1の放電用コンデンサにギャップスイッチを介してトランスを接続した回路である。2次側開放無負荷試験は、圧接に要するエネルギーと同じ放電エネルギーを与え、1次無負荷電流波形を取得する。この波形より以下の値を得ることができる。

$$L_{o1} = L_r + l_1 + aM = L_r + L_1 \quad (11)$$

$$r_{o1} = R_r + r_1 \quad (12)$$

ただし、 L_r [H]、 R_r [Ω]はトランス前段の残留インダクタンスと残留抵抗を表している。

次に、トランスの1次側と2次側を入れ替え、1次側開放試験を同様にを行い、1次無負荷電流波形を取得する。この波形より、以下の値を得ることができる。

$$L_{o2} = L_r + l_2 + M/a = L_r + L_2 \quad (13)$$

$$r_{o2} = R_r + r_2 \quad (14)$$

短絡試験では、2次側を短絡し、圧接時の電流最大値と一致するように放電エネルギーを調整して試験を行い、1次側短絡電流波形より以下の値を得ることができる。

$$L_{s1} = L_r + l_1 + a^2l_2 \quad (15)$$

$$r_{s1} = R_r + r_1 + a^2r_2 \quad (16)$$

また、無負荷試験と短絡試験のインダクタンスを用いて式(17)より、結合係数 k を求めることができる。

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{s1}}{L_{o1}}} \quad (17)$$

式(6)より、相互インダクタンス M が求められる。

$$M = k\sqrt{L_1L_2} = k\sqrt{(L_{o1} - L_r)(L_{o2} - L_r)} \quad (18)$$

表1に各試験の測定結果を、表2に計算により求めた回路定数を示す。結合係数 k は約0.995であった。空芯トランスにもかかわらず、非常に高い結合係数のトランスを製作することができた。

5. 空芯トランスを用いた電磁シーム圧接試験

図1の電磁シーム圧接装置に4章で製作した巻数比2:1の空芯トランスを接続して圧接実験を行う。図1(a)のコンデンサは400 μ Fとし、図1(b)の圧接試材には上下とも1.0mm厚のアルミニウム薄板A1050-H24を用い、薄板間の間隙長は1.0mmとする。また、図1(b), (c)のコイルの寸法は、中央部長さ $a=80$ mm, 幅 $b=5$ mm, 高さ $c=3$ mm, 中央部と両端部の離隔距離 $d=7$ mmである。アルミニウム薄板の圧接は空芯トランスの2次側で行われる。

放電エネルギーを変化させて圧接実験を行い、接合された圧接材の引張せん断試験を実施した。引張せん断荷重は放電エネルギーを増加すると大きくなり、圧接材は接合面剥離を経て母材破断を生じた。母材破断する最小充電エネルギーは1.6kJであった。このときの空芯トランスの1次電流波形と2次電流波形を図6に示す。放電エネルギーは1.6kJである。二つの波形の周期は等しく59 μ sである。振幅は相似形であり、1次電流最大値は85kA, 2次電流最大値は160kAで約1.88倍である。しかし、2次側に電流測定用の楕円状銅棒を挿入したために、インダクタンスが増加してエネルギー効率は低下する。楕円状銅棒を除外し、母材破断する最小充電エネルギーは1.1kJに低下した。従って、エネルギー効率の高い実験を行うには楕円状銅棒を除外しなければならず、圧接コイルに流れる2次電流を測定できなくなる。1次電流と2次電流の振幅が相似形であることから、空芯トランスの回路定数などから相似係数を算出すれば、測定した1次電流に乗じて2次電流は求められる。2次電流が2倍に近づくことが期待される。

2次電流の最大値が220kA程度の圧接実験を数回実施し、最大値160kAを超える放電回路の正常動作および空芯トランスの耐熱性と絶縁能力を確認している。

6. まとめ

圧接実験や成形実験などのインパルス大電流実験に使用可能な、結合係数の高い空芯トランスを作成できた。作成に際し、注意した点は以下の通りである。

- (1) 空芯トランスの型枠を420mm \times 700mmと大きく設計し、1次インダクタンスと2次インダクタンスを大きくして、相対的に漏れインダクタンスの影響を少なくする。
- (2) 巻線の幅を100mmと大きくして、1次巻線と2次巻線の電磁結合を高め、漏れインダクタンスを小さくする。
- (3) 2次巻線を1次巻線の間挟み込んで対向させて巻き、ずれないように固定する。
- (4) 極薄で高耐圧の接着剤付きポリイミドフィルム3枚を使用し、1次巻線と2次巻線の離間距離を約0.2mmと小さくして固定する。

今後、得られた回路定数から、1次電流と2次電流の相似係数を算出する予定である。そして、多くの圧接実験や成形実験を行って空芯トランスの耐久性を調べたい。

終わりに、接着剤付きポリイミドフィルムをご提供いただきました日東電工株式会社に感謝いたします。

表1 試験結果

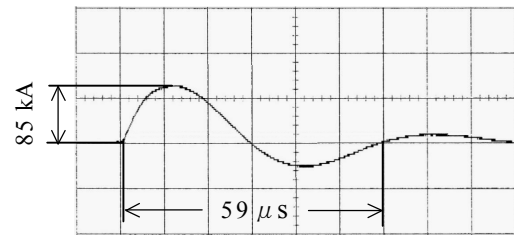
Table 1 Experimental results

名称	記号	値
2次側開放インダクタンス	L_{o1}	4.100 μ H
2次側開放抵抗	R_{o1}	13.2 m Ω
2次側短絡インダクタンス	L_{s1}	0.067 μ H
2次側短絡抵抗	R_{s1}	10.5 m Ω
1次側開放インダクタンス	L_{o2}	1.080 μ H
1次側開放抵抗	R_{o2}	6.0 m Ω
残留インダクタンス	L_r	0.024 μ H
残留抵抗	R_r	2.7 m Ω

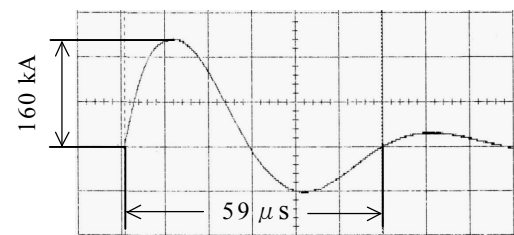
表2 回路定数

Table 2 Circuit constants

回路定数	記号	値
1次インダクタンス	L_1	4.08 μ H
2次インダクタンス	L_2	1.06 μ H
1次巻線抵抗	r_1	10.5 m Ω
2次巻線抵抗	r_2	3.3 m Ω
相互インダクタンス	M	2.06 μ H
結合係数	k	0.995



(a) 1次電流 (1.6kJ)



(b) 2次電流 (1.6kJ)

図6 放電電流波形

Fig.6 Discharge current waveforms

参考文献

- [1] 相沢 友勝, 岡川 啓悟, 吉沢 昌純:「トランス機能つき電磁シーム溶接用コイルの提案」, H13 塑性加工春季講演会, pp.271-272, 2001.
- [2] 松井 信行著:「電気機器」, 森北出版株式会社, pp.60-67, 1989
- [3] JIS ハンドブック 23-1 電子III-1 部品 2009, 日本規格協会, pp.1374