

# PWMインバータを用いたフラッシュ溶接における ハイブリッドプロセス制御の提案

平成18年度

三重大学大学院工学研究科  
博士前期課程 電気電子工学専攻

名倉 宏 紀

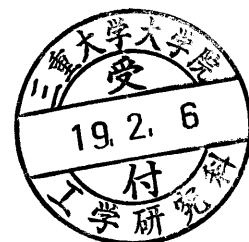
三重大学大学院工学研究科博士前期課程電気電子工学専攻

**PWM インバータを用いたフラッシュ溶接における  
ハイブリッドプロセス制御の提案**

三重大学大学院 工学研究科 博士前期課程 電気電子工学専攻

制御システム研究室

名倉 宏紀





三重大学大学院工学研究科博士前期課程電気電子工学専攻

**PWM インバータを用いたフラッシュ溶接における  
ハイブリッドプロセス制御の提案**

三重大学大学院 工学研究科 博士前期課程 電気電子工学専攻

制御システム研究室

名倉 宏紀



## 目次

第1章	緒言 .....	0
1.1	研究の背景 .....	0
1.2	研究の目的 .....	3
1.3	本論文の構成 .....	4
第2章	フラッシュ溶接の原理 .....	5
2.1	フラッシング .....	5
2.2	直流フラッシュ現象 .....	12
第3章	フラッシュ実験装置 .....	19
3.1	実験装置の構成 .....	19
3.2	インバータ回路 .....	21
3.3	ゲートドライブ回路 .....	25
3.4	DSP システム .....	27
3.5	溶接トランス .....	31
3.6	フラッシュ試験機 .....	34
3.7	電流検出部 .....	36
第4章	フラッシュ溶接制御 .....	40
4.1	インバータ制御（インバータフルパワー制御） .....	41
4.2	メカニカル制御（R 検出 PI 部材送り制御） .....	46
4.3	ハイブリッド制御の提案 .....	48
4.4	ハイブリッドプロセス制御の提案 .....	49
第5章	方形波交流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御 .....	51
5.1	ハイブリッド制御実験 .....	51
5.2	ハイブリッドプロセス制御実験 .....	60
5.3	考察 .....	73
第6章	直流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御 .....	74
6.1	メカニカル制御実験 .....	75
6.2	ハイブリッド制御実験 .....	83
6.3	ハイブリッドプロセス制御実験 .....	99
6.4	考察 .....	112
第7章	結言 .....	114
参考文献	.....	116
関連論文および口頭発表	.....	117
謝辞	.....	118

## 第1章 緒言

### 1.1 研究の背景

フラッシュ溶接は、生産能率が高い・高品質である・大断面積溶接に好適である、などの特長をもっており、主に工場溶接においてレールの溶接、ホットコイルの板継溶接、ホイールリムの溶接に用いられている。<sup>(1)</sup> さらに、これらの優れた特長をもつフラッシュ溶接は、メカニカル制御技術を用いて溶接装置が小型化され、レールや鉄筋の現場溶接に実用化されている（図 1-1, 1-2）。

フラッシュ溶接は、溶接する 2 つの部材に大容量の溶接トランスを接続して低電圧大電流を印加し、一方を固定して他方をゆっくりと接近させて 2 つの溶接部材を軽く接触させ、フラッシングさせながら部材を加熱し、同時に他方の部材を金属が飛散した分だけ前進させ、一定時間経過後、加圧・変形を加えて電流を遮断することによって溶接が完了する。溶接金属が飛散する現象をフラッシングという。

フラッシュ溶接において良好な継手品質を得るためには、部材端面全体にわたって絶え間なくフラッシュを発生させることが重要とされ、これまで部材送り制御によって実現されてきた。たとえば、油圧シリンダと電気油圧サーボ弁を用いて部材を細かく接近および引き離しさせるメカニカル制御機構が採用されている。しかし、この油圧シリンダと電気油圧サーボ弁により部材を接近および引き離しさせるメカニカル制御は実績が多く信頼性の高い制御技術ではあるが、たとえ細かく制御してもその応答性はせいぜい電源周期における数サイクルの電流オン・オフが限界であり、連続フラッシュをきめ細かく制御するには、応答性に限界があった。

そこで、応答性の限界を克服するために電源周期における半サイクル内において数 10～数 100 回の電流オン・オフ制御が可能な PWM インバータに着目し、高応答の連続フラッシュ制御の実現を目指しフラッシュ発生促進に有益なインバータ制御が提案され、その有用性が確認された。<sup>(2)(3)(4)</sup>

その結果、このインバータ制御によりフラッシュ過程全過程で絶え間なくフラッシュを発生させる連続フラッシュ制御法が確立された。<sup>(3)</sup>

しかし、連続フラッシュはフラッシュを絶え間なく発生させるため、絶え間なく部材が飛散するので、部材損失つまりバーンオフ損失が多くなり熱損失が大きいという問題点が挙げられる。

フラッシュ過程は主に加熱を行うことを目的とする加熱過程と主に部材の酸化皮膜

## 第1章 緒言

を飛散させることを目的とするファイナル過程に大別することができ、フラッシュ過程においてファイナル過程は酸化皮膜の飛散に絶え間なくフラッシュを発生させる連続フラッシュが必要であるが、加熱過程においてはフラッシュ発生を必要最小限として、ジュール加熱優先で部材加熱を行う手法も有効であると考えられる。

このような手法として予熱フラッシュ法がある。<sup>(1)</sup> 予熱フラッシュ法とは部材を密着させてジュール加熱により部材を加熱する方法である。全断面部材密着のため低電流密度であり溶接時間の短縮を図るには大電流(大容量)が必要となる。すなわち、大容量の溶接トランスと大容量の電源が必要となるという問題点がある。

この問題を解決するために高電流密度でのジュール加熱が可能であるインバータ制御が提案された。このインバータ制御はフラッシュ促進を目的に提案されたものであったが、さらに局部接触した状態を保ったままでのジュール加熱が可能であることが見出された。すなわち、このインバータ制御のパラメータを適切に設定することによりジュール加熱目的の制御とフラッシュ発生促進目的の制御が行えるので、この制御を応用することによりフラッシュ過程全期間の制御が可能であると考えられる。

さらに、フラッシュ溶接に有益なインバータ制御とともに実績の多いメカニカル制御を併用すればより良いフラッシュ溶接制御ができるものと考えられる。

そこで、これまでの連続フラッシュ制御とは異なったコンセプトでフラッシュ過程全期間を制御するプロセス制御法が提案された。このプロセス制御とは、ジュール加熱で起動し、ファイナル過程には連続フラッシュとなるようにその間を時間の関数を用いて制御するものである。このプロセス制御はインバータ制御とメカニカル制御を組み合わせたハイブリッド制御により実現され、フラッシュ過程全期間のフラッシュ発生を制御できることが見出された。<sup>(7)</sup>

ところで、これまでのインバータ制御に関する研究は専ら方形波交流フラッシュ溶接のみであり、直流フラッシュ溶接にインバータ制御を適用した事例は報告されていない。交流フラッシュでは溶接機二次導体部分のインダクタンスの影響により短絡電流が制限され大断面積溶接に不向きである。しかし、直流フラッシュでは出力回路のインダクタンスの影響を少なくでき、過渡応答の影響はあるものの定常電流は影響なく、さらに大きな短絡電流を確保することができ大断面積溶接が可能となる。さらに、高周波化すると交流フラッシュでは二次導体部分のインダクタンスによりフラッシュ発生に必要な電流が確保できずフラッシュが発生しないが、直流フラッシュではインダクタンスの影響を無視できるためフラッシュが発生するので高周波化による溶接トランスの小型化が期待される。

また、現在この直流フラッシュはメカニカル制御だけで行われており、インバータ制御は行われていない。そこで、この直流フラッシュに方形波交流フラッシュで提案されたインバータを用いたフラッシュ溶接制御を適用することで、さらにより良いフラッシュ溶接ができると期待される。

## 第1章 緒言

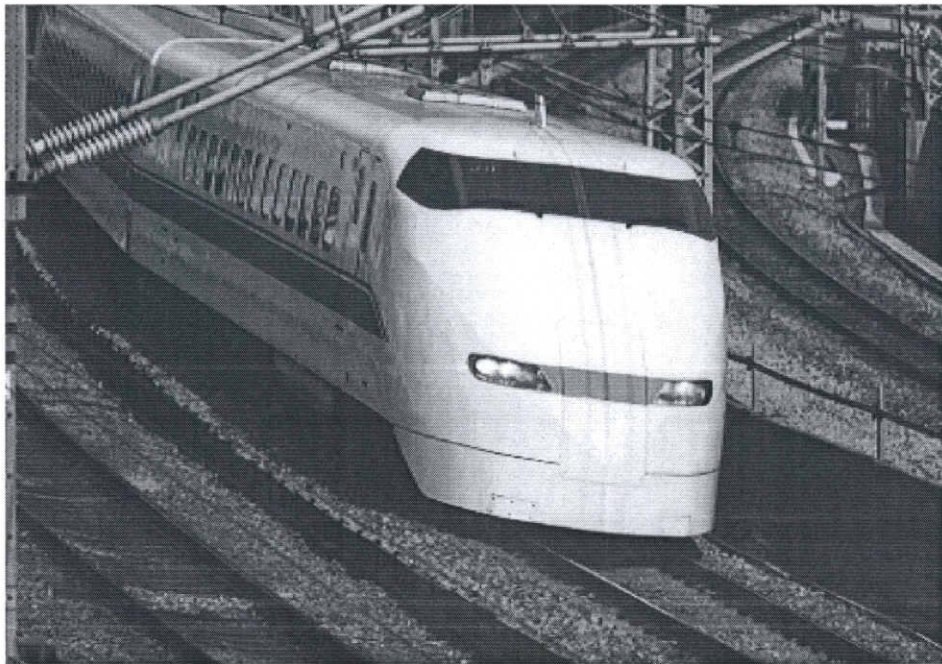


図 1-1 新幹線のレール

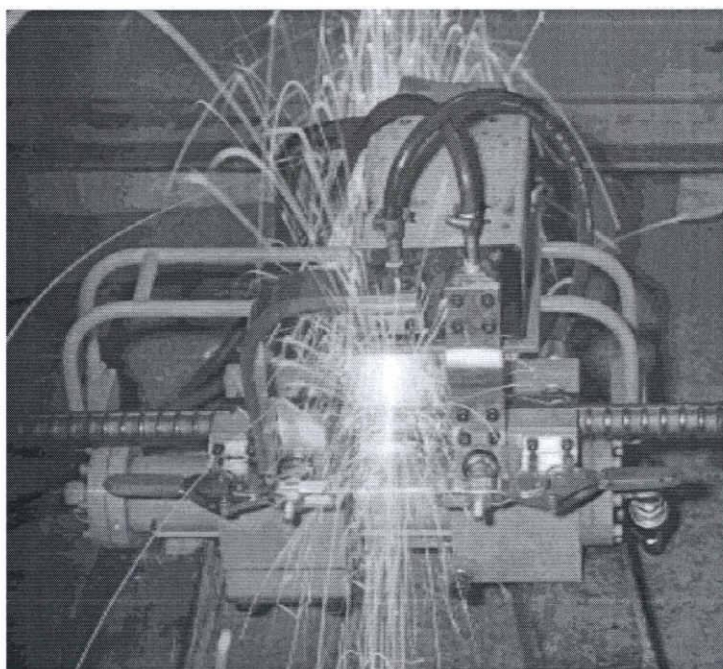


図 1-2 鉄筋の溶接

### 1.2 研究の目的

本研究の目的は、連続フラッシュ制御法とは異なるコンセプトであるハイブリッドプロセス制御を提案し、方形波交流フラッシュに適用することである。さらに、これまでに方形波交流フラッシュで提案されてきた PWM インバータを用いたフラッシュ溶接制御が直流フラッシュにおいても適用可能であるかを検討し、PWM インバータによる直流フラッシュ溶接制御を実現させることを目的としている。

具体的には、方形波交流フラッシュで提案されたハイブリッドプロセス制御を直流フラッシュ溶接機で行い、直流フラッシュハイブリッドプロセス制御を実現するものである。

本論文では、まず方形波交流フラッシュにハイブリッドプロセス制御を適用し、提案するハイブリッドプロセス制御の有用性を明らかにする。

次に、溶接トランスを直流用に変更し、上記同様にハイブリッドプロセス制御実験結果を示し、直流フラッシュハイブリッドプロセス制御の有用性を検証する。

### 1.3 本論文の構成

本論文は7章で構成される。

第1章では、本研究の背景と目的について述べた。

第2章では、フラッシュ溶接の原理を説明する。

第3章では、本実験装置を説明する。

第4章では、現在までに提案されてきたフラッシュ溶接制御法である、メカニカル制御（R 検出 PI 部材送り制御法）、インバータ制御（インバータフルパワー制御法）について説明し、ハイブリッド制御とハイブリッドプロセス制御を提案する。

第5章では、方形波交流フラッシュにおいてハイブリッド制御実験結果、ハイブリッドプロセス制御実験結果について検証する。

第6章では、直流フラッシュにおいてメカニカル制御実験結果、ハイブリッド制御実験結果、ハイブリッドプロセス制御実験結果について検証する。

第7章では、本研究で得られた成果をまとめる。

## 第2章 フラッシュ溶接の原理

### 2.1 フラッシング

一連のフラッシュ溶接過程を図 2-1 に示す。溶接する 2 つの部材をそれぞれ移動部材と固定部材とし、電源を接続する。次に移動部材を微速前進させる（過程 1）。やがて部材同士が軽く接触し、フラッシング現象により部材端面全体を加熱していく（過程 2）。部材端面全体に熔融金属層が形成された後（過程 3）、加圧・変形を加えることにより溶接完了となる（過程 4）。

過程 2 で生じているフラッシングの原理と電圧・電流波形を図 2-2, 2-3 に示す。溶接する 2 つの部材に低電圧大電流トランスを接続し、一方を固定し他方をゆっくりと近づけていく (①)。このときは無負荷状態なので電圧は無負荷電圧、電流はゼロである。やがて部材端面のある箇所で局部接触が生じ、そこに高電流密度の電流が流れ始める (②)。その結果、局部接触部は急速にジュール加熱され熔融するとともに、短絡電流によって発生する電磁力によってピンチ力が働き、直ちに破断してアークが発生する (③)。このとき熔融金属の一部が飛散する現象が発生するが、これをフラッシングという。また、アーク発生時に部材はさらに加熱される。このアーク電圧は溶接主回路のインダクタンスに蓄えられた電磁エネルギーの放出により維持される。アーク電圧は無負荷電圧よりも高いため、アーク発生後電流が急減し、ついにゼロとなり、アークが消滅する (③→①)。アークが消滅した時、その接触部は少し凹みとなっているので、さらに部材が近づくと他の突起部が接触し、再び短絡・アークが発生する。この短絡 (②) とアーク (③) の繰り返しを部材端面のあらゆるところで連続的に発生させ、部材端面全体を加熱する。また、フラッシング現象により部材が消耗していくので、フラッシュ過程でも部材を微速前進し続ける。連続フラッシュとは、短絡およびアークを絶え間なく繰り返すことであるが、アーク発生後すぐに短絡へと移行せず、無負荷状態になったり (③→①)、短絡発生後すぐにアークへ移行せず大電流局部短絡状態になったりすることもある (②→④)。これらの状態に移行する条件は部材と部材の接触状態によるものである。部材同士の接触面積が大きい場合、その部分に流れる電流通路が広がり電流密度が低くなる。つまり、部材同士の接触面積によってアークに至らず局部ブリッジが短時間で熔断せず大電流が流れる。しかし、いずれはフラッシュ発生に至り、大電流フラッシュと称されるフラッシュが生じる。

部材端面全体に一樣な熔融層が形成された時点で加圧・変形を加えて溶接完了となる。

## 第2章 フラッシュ溶接の原理

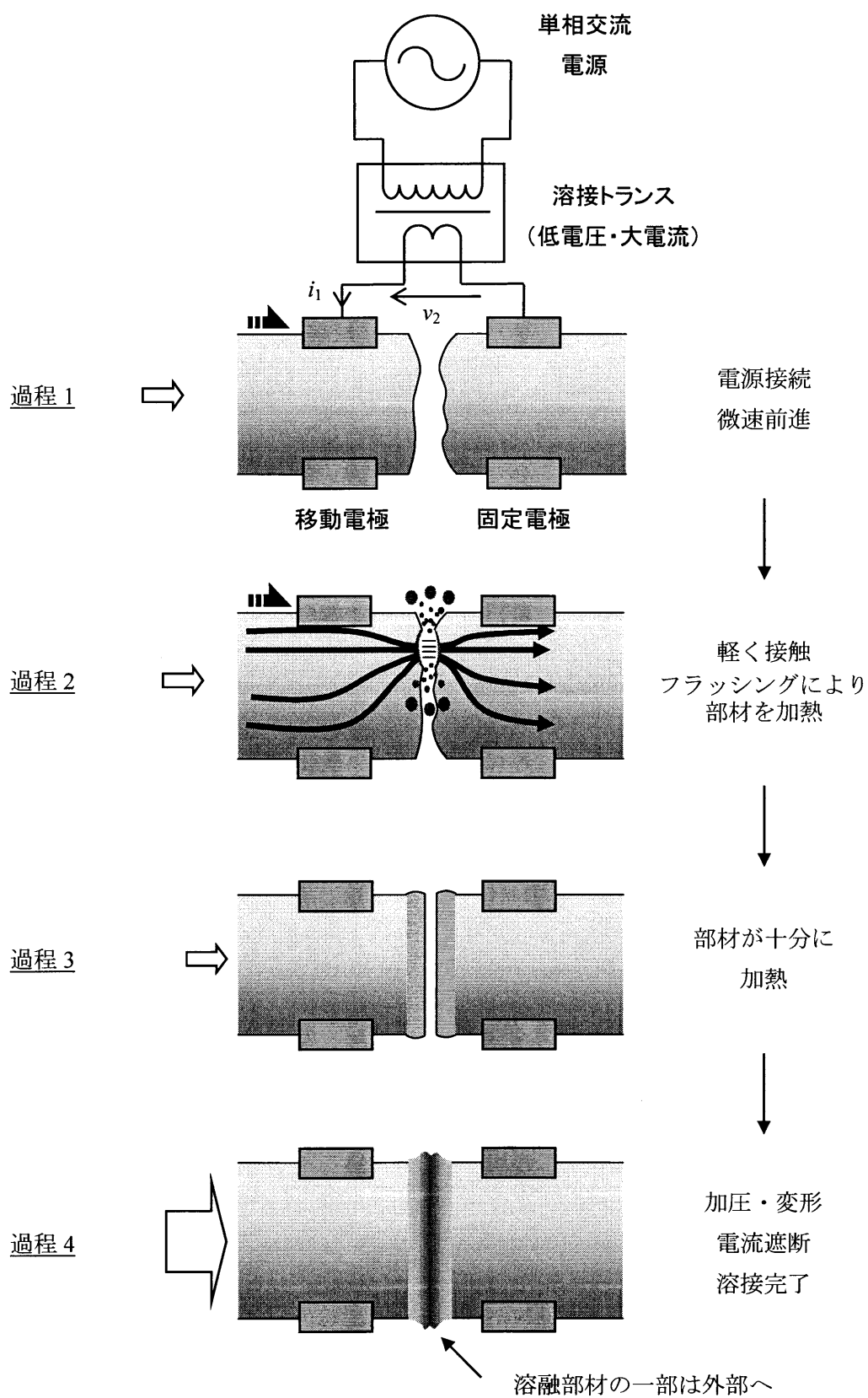


図 2-1 フラッシュ溶接過程



## 第2章 フラッシュ溶接の原理

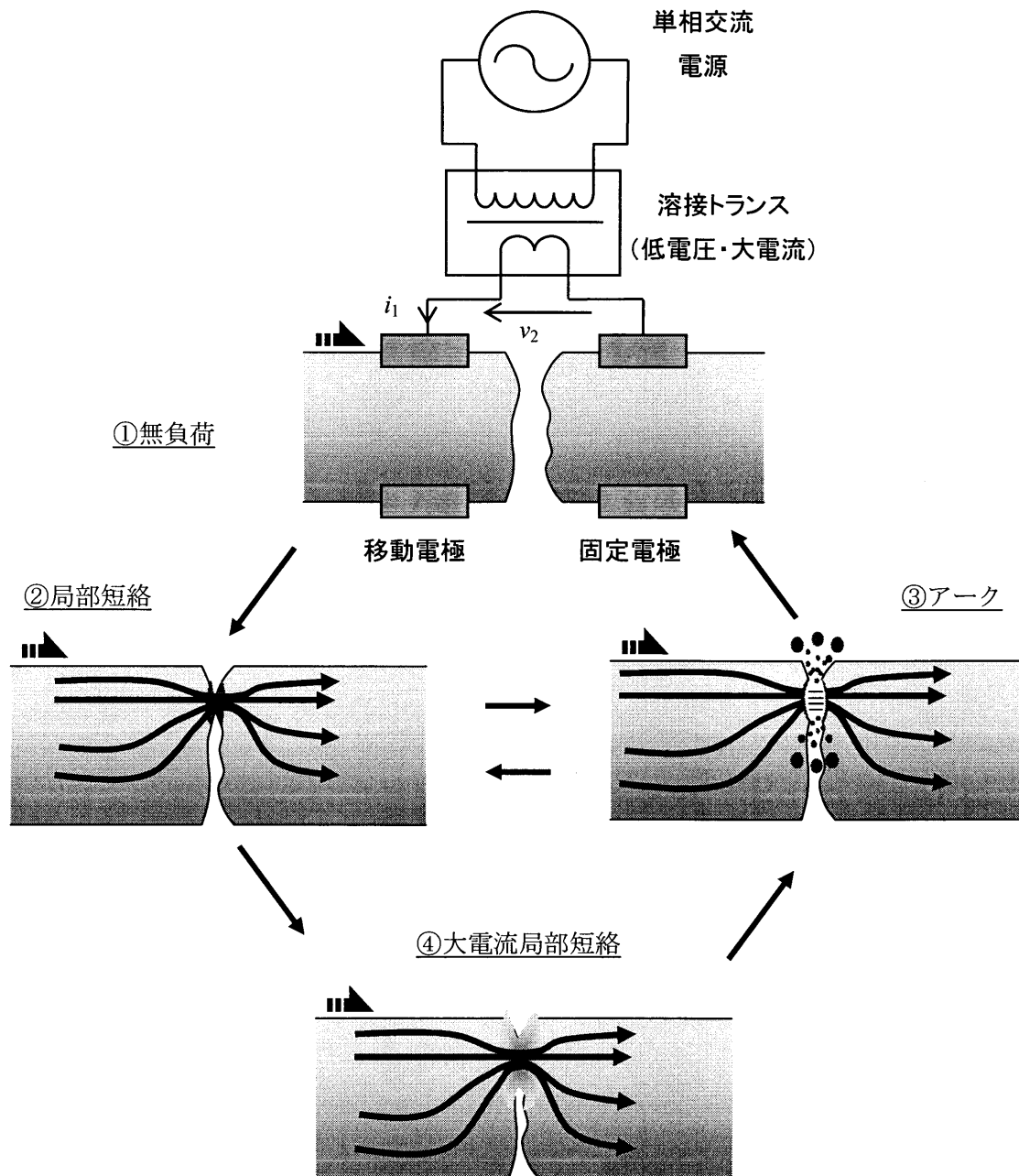


図 2-2 フラッシュ溶接の原理 (過程 2 : フラッシュ過程)

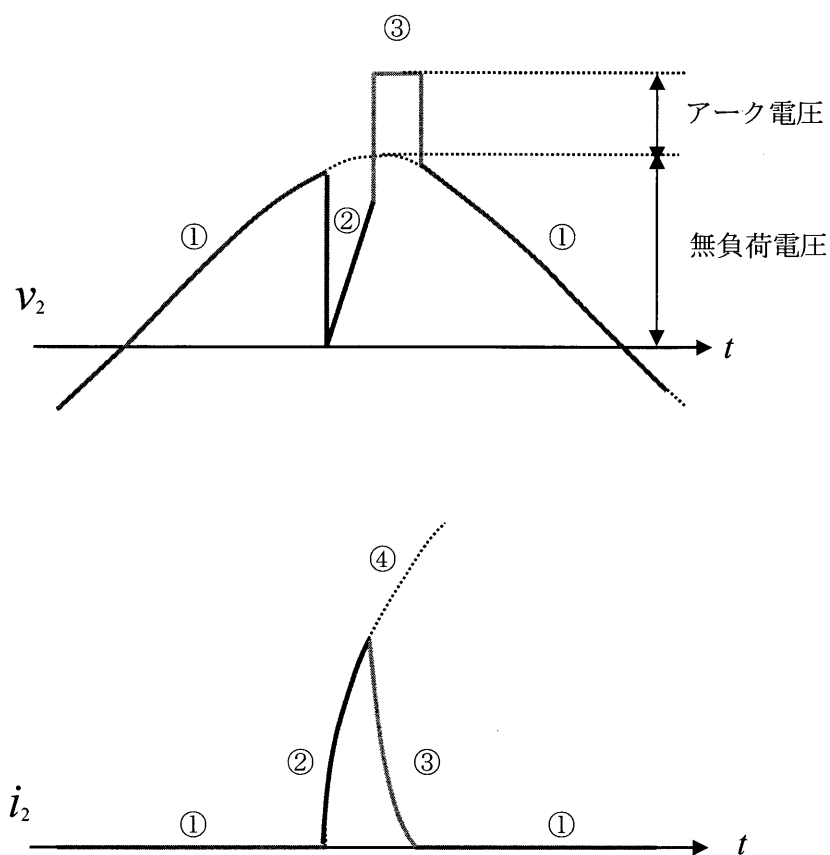


図 2-3 フラッシュ過程における電圧・電流波形（正弦波交流）  
（丸数字は図 2-2 の丸数字に対応）

## 第2章 フラッシュ溶接の原理

フラッシュ過程における溶接トランス二次側の電極間電圧と一次電流波形の一例を図2-4に示す。図2-4において、上段は溶接トランス二次側の電極間電圧、下段は溶接トランス一次電流波形を示している。図2-4において一次電流が流れておらずゼロの波形（図中 Open）は部材が接触していない状態を示しており、オープンと呼ばれる。電極間電圧波形において無負荷電圧より高いパルス状の電圧が発生している状態（図中 Flash）がフラッシュであり、パルス状の電圧はアーク電圧である。ここで、フラッシュの役割は局部接触部の加熱、接触点の移動、溶融金属の飛散（熱損失）である。電極間電圧にアークパルスがなく一次電流が大きい状態（図中 Bridge）は、部材短絡状態を示しており大電流局部短絡と呼ばれる。大電流局部短絡は局部接触部の加熱に有効である。

良好なフラッシュ溶接継手を得るためには、フラッシュ過程において、以下の条件が重要とされる。

- i) 加圧・変形に必要十分なほど部材端面全体が加熱されていること
- ii) 部材端面が平坦であること
- iii) 端面に一様な溶融層が形成されていること
- iv) 端面に酸化物が残留していないこと

上記条件を満たすためには、フラッシュ過程において、絶え間なくフラッシュを発生させる連続フラッシュ（図2-5、2-6、2-7）が重要といわれている。

理想的には、フラッシュ過程中すべてフラッシュ波形が連続して継続することが望ましいが、現実にはフラッシュ、大電流局部短絡、オープンが混在している。

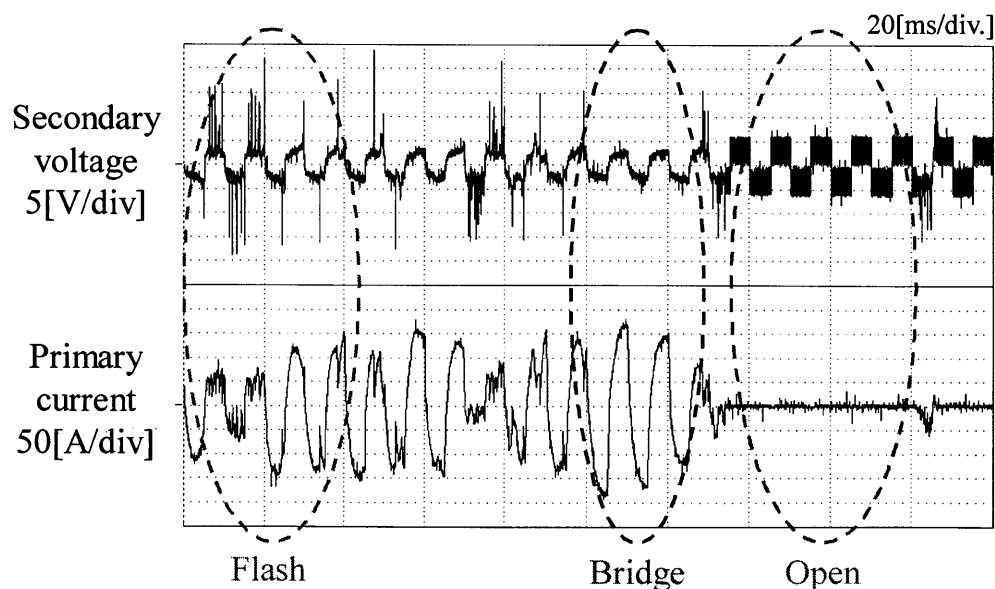


図2-4 フラッシュ溶接における波形（方形波交流）

## 第2章 フラッシュ溶接の原理

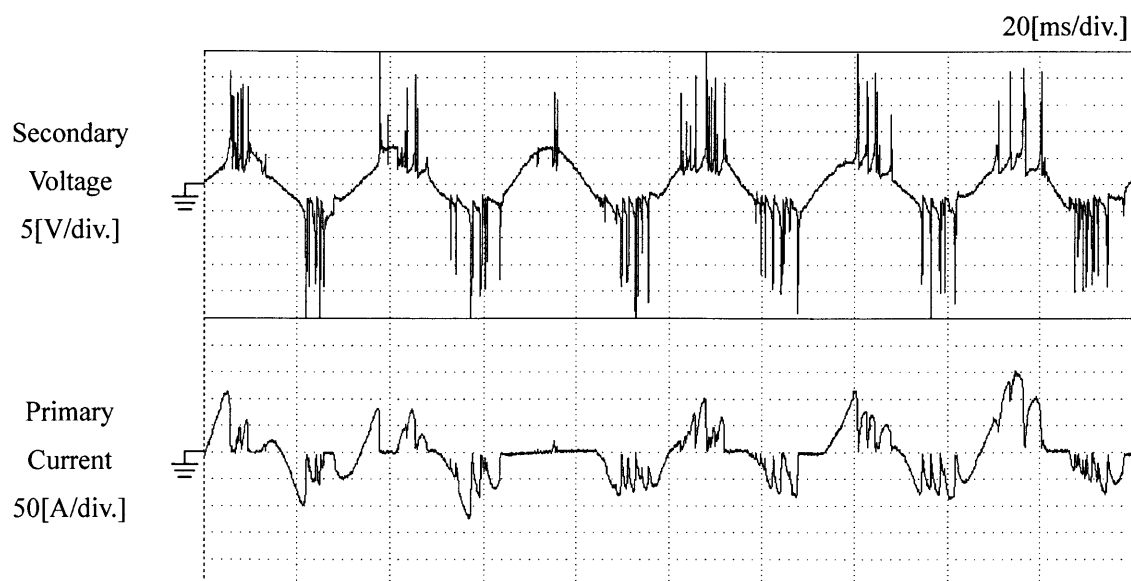


図 2-5 連続フラッシュの典型例（正弦波交流）

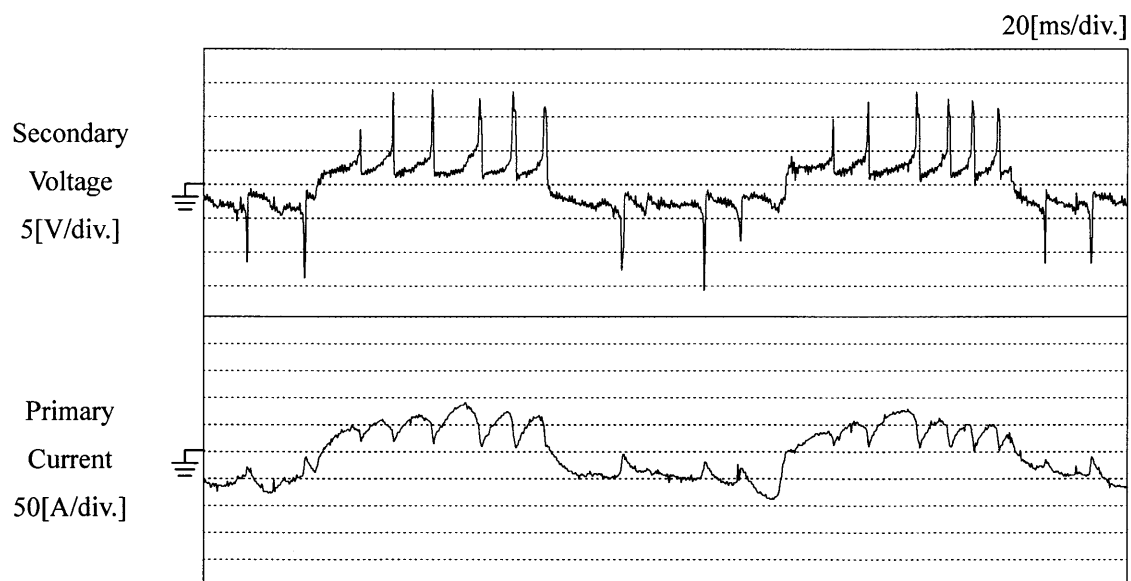


図 2-6 連続フラッシュの典型例（方形波交流）

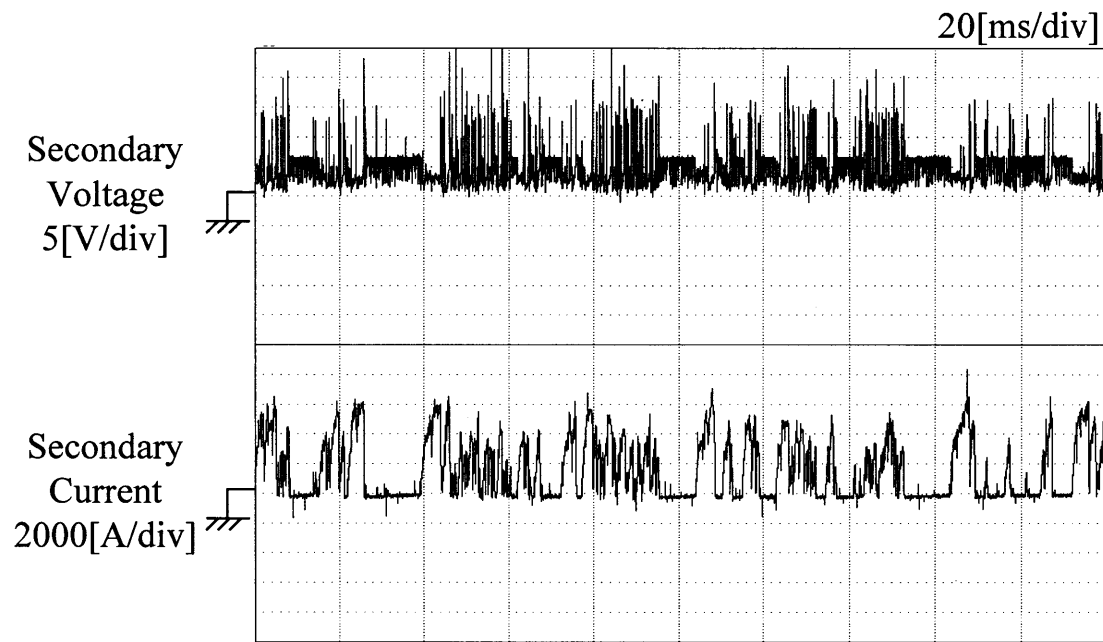


図 2-7 連続フラッシュの典型例（直流）

## 2.2 直流フラッシュ現象

直流フラッシュ溶接機の主要構成部品であるトランスは、高周波化により小型・軽量化できるので、可搬性、作業性や省スペースの向上が図れる。図2-8に直流フラッシュ溶接用電源の構成を示す。商用周波数の入力電圧を整流・平滑化して直流電圧にし、IGBT インバータにて任意の単相方形波交流に変換する。その方形波交流をダイオードが内蔵された直流フラッシュ溶接トランスを通すことによって低電圧大電流の直流に変換し、電極兼部材クランプを通して部材に印加する。

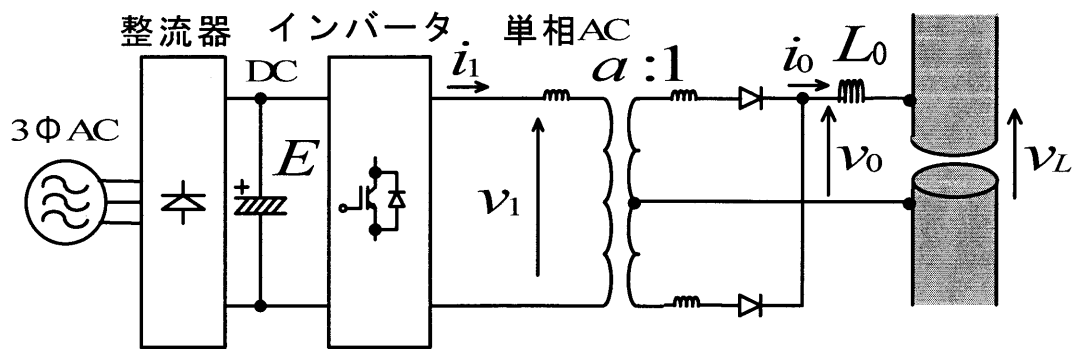


図 2-8 直流フラッシュ溶接機の構造

ここで、溶接トランスの電圧・電流波形について考える。

図2-8のように溶接トランス一次側の電圧を  $v_1$ 、溶接トランス二次側の電圧を  $v_0$  として矩形波を加える。このときの各波形が図2-9のようになる。電流の立ち上がりを早くするには時間比（デューティファクタ） $d = (\text{電圧印加時間}(T_{on}) / \text{制御周期}(T_c))$  を 100% にする。しかし、溶接トランスの漏れインダクタンスの影響により電流の極性が変わる時出力電圧ゼロ期間（重なり期間） $\Delta T$  が存在する。重なり期間中は、図2-10に示されるように溶接トランス二次側が等価的に短絡状態にあり、溶接トランス一次側電圧は漏れインダクタンスに印加され、出力はゼロとなる。溶接トランスの一次側電流  $i_1$  が  $+i'_0 \rightarrow -i'_0$  と変化する。巻線抵抗の影響が小さいとして無視すると、溶接トランス一次電流  $i_1$  の傾きより(1)式のように表される。

$$\Delta T \approx \frac{2Li'_0}{dE} \quad (1)$$

$L$ : 1次, 2次漏れインダクタンスの和 (1次側換算)

$i'_0$ : トランス出力電流  $i'_0$  の1次側換算値 (局所平均, トランスの励磁電圧無視)

$d$ : 出力電圧のデューティファクタ

(1)式より溶接トランス一次側の電流  $i_1$  の絶対値が大きいほど、また漏れインダクタンス  $L$  が大きいほど出力電圧ゼロ期間  $\Delta T$  が増えることがわかる。よって出力電圧の局所平均値 ( $T/2$  期間平均)  $\overline{e_0}$  で求められる。

$$\overline{e_0} = dE \times \frac{T - 2\Delta T}{T} \quad (2)$$

(1)式を考慮すると、次式が得られる。

$$\overline{e_0} = E - 4fLi'_0 \quad (3)$$

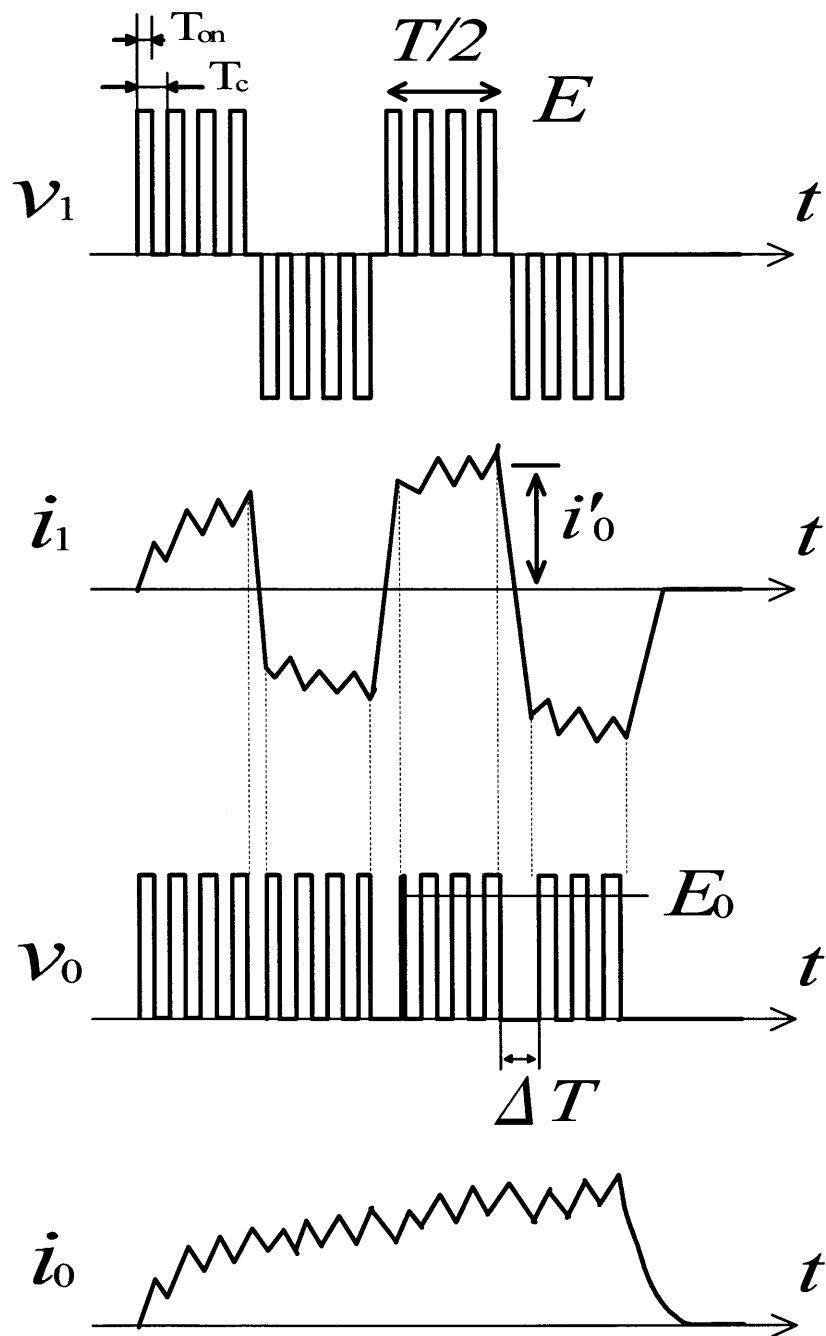
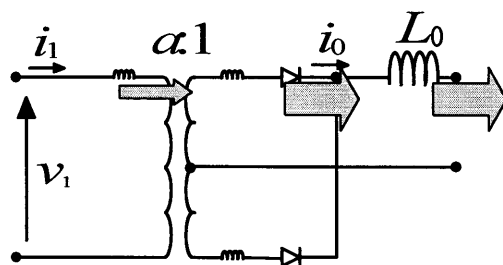
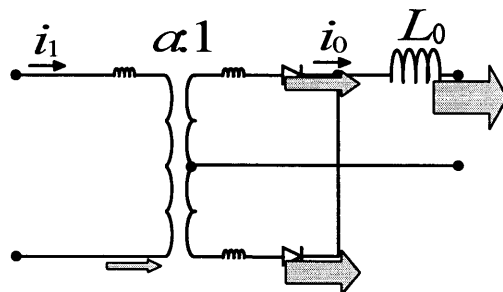


図 2-9 電流電圧波形

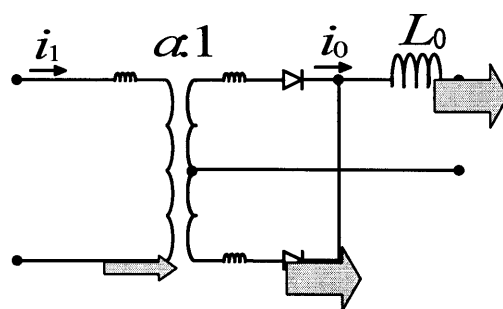




(a)  $i_1$  が正のとき



(b)  $v_1$  が正から負に切り替わった後の重なり期間中



(c)  $i_1$  が負のとき

図 2-10 重なり期間を考慮した電流の流れ

(3)式より溶接トランスの漏れインダクタンスは等価的に内部抵抗（損失は発生しない）として表される。また，ダイオードの動作抵抗と溶接トランスの巻線抵抗及び二次側回路の配線抵抗を考慮すると，インバータ出力から溶接部材ギャップまでの直流等価回路は図 2-11 のように表される。ただしパラメータはすべて溶接トランス一次側換算値である。

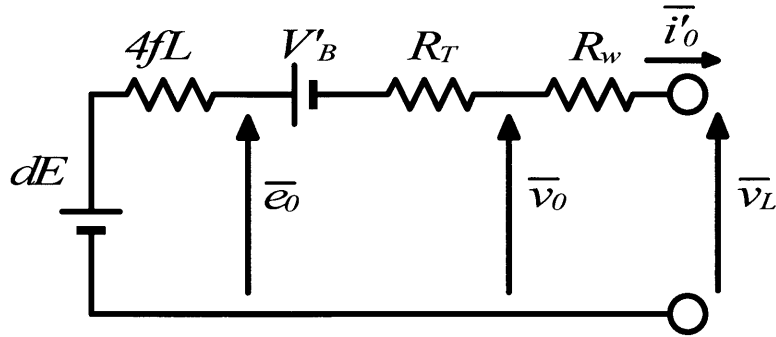


図 2-11 直流回路の等価回路（トランス 1 次側換算）

$R_w$ ：二次側配線抵抗と溶接部材のバルク抵抗の和

$V'_B$ ：ダイオードのオン電圧降下

$R_T$ ：一次巻線，二次巻線およびダイオード動作抵抗の総和

$\bar{v}_L$ ：溶接部材固定電極の出力電圧（局所平均値）

$\bar{v}_0$ ：ダイオード付トランス出力電圧(局所平均値)

溶接トランスの小型化のためにインバータ出力周波数を高くしていくと，出力電圧ゼロ期間  $\Delta T$  の割合が増えることになり，出力電圧  $E_0$  が低下して出力電流の定常値（最大出力電流） $I'_0$  が低下する。

$$E_0 = dE - 4fLI'_0 \quad (4)$$

そのため低周波動作時と同じ  $I'_0$  を得るには，次式によりインバータの直流電圧  $E$  を上げる必要がある。

$$dE = E_0 + 4fLI'_0 \quad (5)$$

溶接トランスの主磁束は、出力電流が流れた場合、一次巻線抵抗と漏れインダクタンスの電圧効果により出力電圧ゼロ（無負荷）時より低下する。したがって、主磁束の最大値は無負荷時の電圧で決められる。溶接トランスの主磁束は図 2-12 に示すように半周期における電圧時間積に比例する。また、最大磁束密度が鉄心の材料によって決められることから、主磁束が小さいほうが鉄心磁束の断面積が小さくなり（ $\Phi = BS$ ）、溶接トランスの小型化に寄与する。そこで、出力周波数を上げる（周期  $T$  を下げる）と主磁束は減少する。しかし、 $T/2$  に対し  $\Delta T$  の部分が相対的に大きくなり（図 2-9 参照）出力電圧も低下する。その減少分を電源電圧  $E$  の増加で補うと、 $T$  の減少による磁束の減少効果が小さくなる。したがって、高周波化の主磁束低減効果には限界があると考えられる。

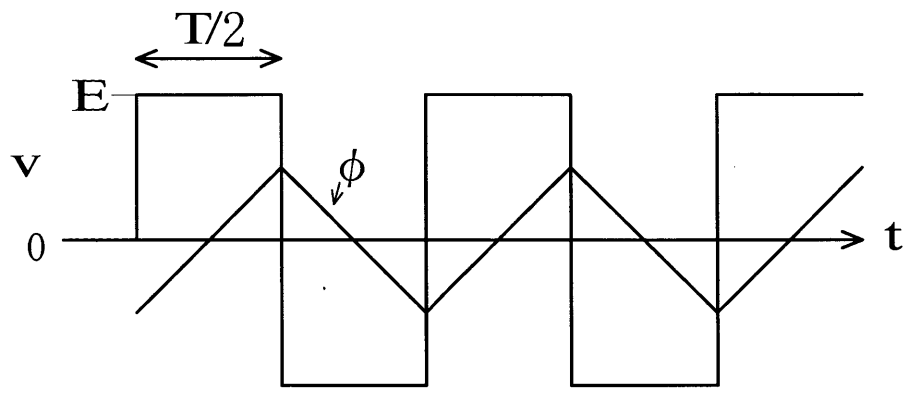
溶接トランス磁束については、最大電圧印加によって検討する必要がある。

$$\text{磁束 } \Phi \cong \frac{1}{N_1} \int v_1 dt \quad (N_1: \text{一次巻数の巻数})$$

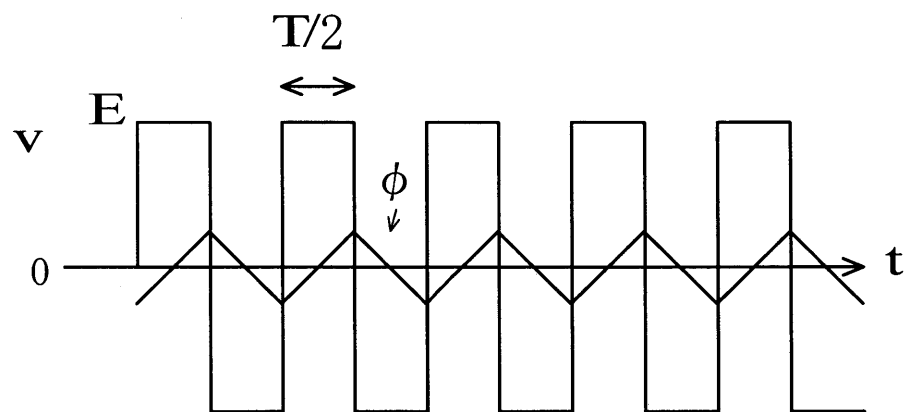
これを今までの関係式に代入すると

$$\Phi = \frac{T}{2} dE = \frac{dE}{2f} = \frac{E_0 + 4fLI'_0}{2f} \quad (6)$$

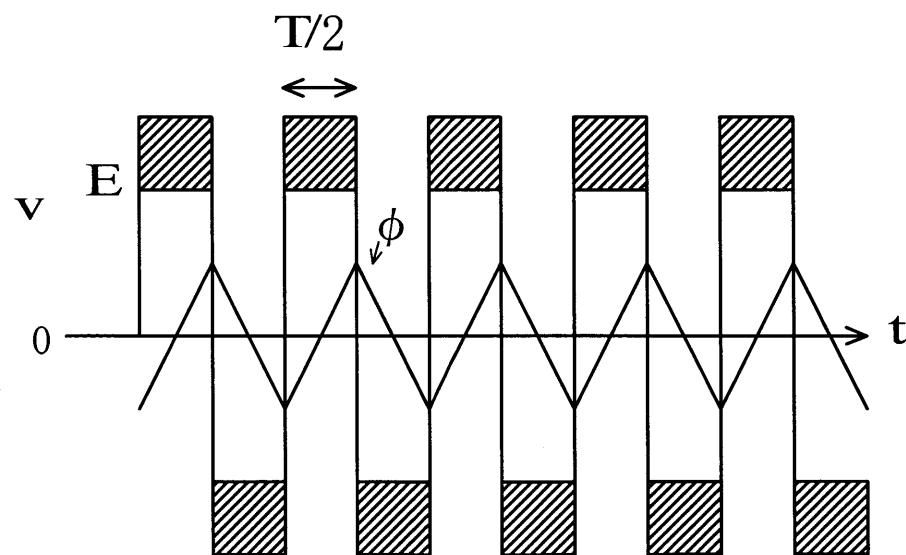
となる。



(a) 基本波形



(b) 周波数を上げたときの波形



(c) さらに電圧を上昇させたときの波形

図 2-12 トランスの印加電圧と周期に対する磁束の関係

## 第3章 フラッシュ実験装置

本章では、本研究で用いているフラッシュ実験装置（方形波交流フラッシュ溶接実験機、直流フラッシュ溶接実験機）や IGBT インバータ、DSP（ディジタルシグナルプロセッサ）システムなど、その他機器について述べる。

### 3.1 実験装置の構成

本研究で用いている方形波交流フラッシュ実験装置<sup>(5)</sup>の構成図を図 3-1 に示す。三相正弦波交流を三相全波整流回路で直流に変換し、平滑コンデンサを通して、IGBT インバータにて任意の周波数の単相方形波交流に変換する。その方形波交流を方形波交流フラッシュ溶接トランスによって低電圧大電流交流に変換し、電極兼部材クランプを通して部材に印加する。

IGBT インバータの動作は DSP によって制御されている。また、溶接トランスの一次電流、二次電圧を検出し DSP に取り込んでいる。したがって、電圧値・電流値によって IGBT インバータの動作を制御することができる。

また、溶接トランスを直流フラッシュ溶接トランスに変更した直流フラッシュ実験装置の構成図を図 3-2 に示す。三相正弦波交流を三相全波整流回路で直流に変換し、平滑コンデンサを通して、IGBT インバータにて任意の周波数の単相方形波交流に変換する。その方形波交流を直流フラッシュ溶接トランスによって低電圧大電流直流に変換し、電極兼部材クランプを通して部材に印加する。また、直流フラッシュ溶接トランスは二次側にダイオードを内蔵している。トランスの一次側では交流を入力するが、トランス内部のダイオードにより二次側の出力は直流となる。

IGBT インバータの動作は DSP によって制御されている。また、溶接トランスの一次電圧、一次電流、二次電圧、二次電流を検出し DSP に取り込んでいる。したがって、電圧値・電流値によって IGBT インバータの動作を制御することができる。

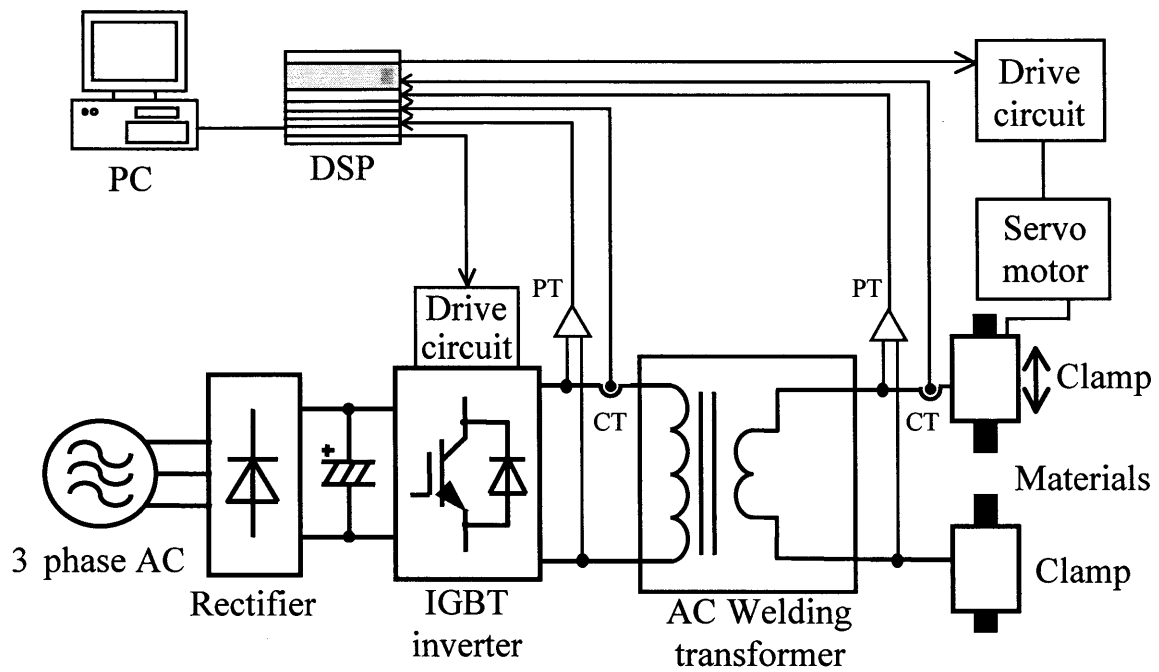


図 3-1 方形波交流フラッシュ実験装置構成図

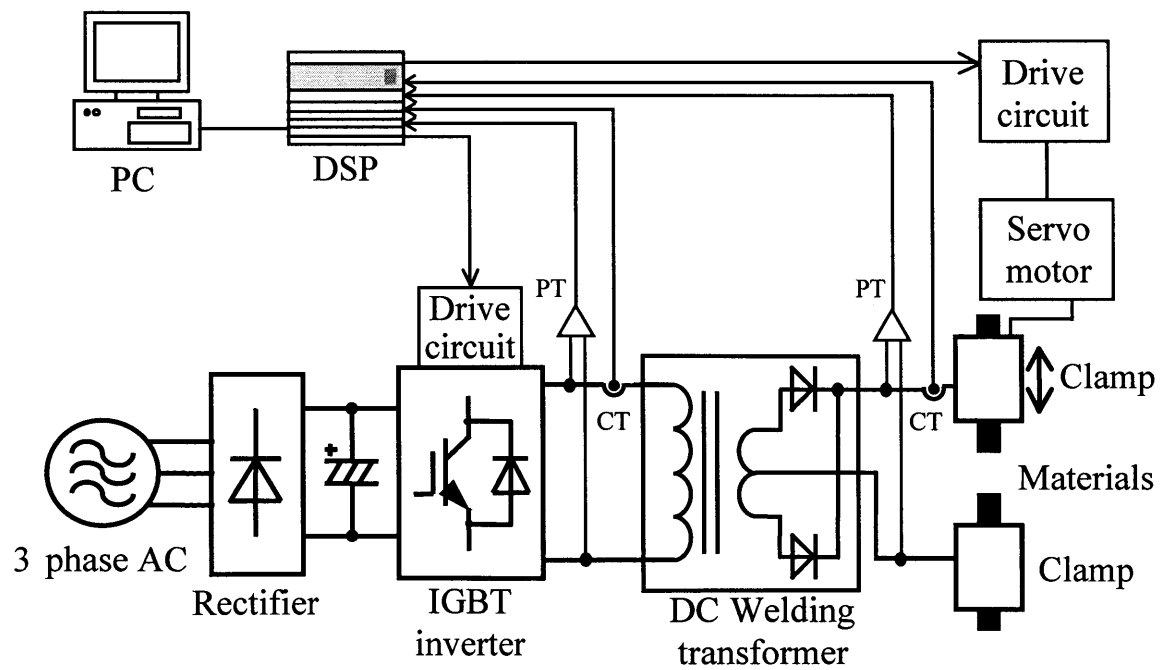


図 3-2 直流フラッシュ実験装置構成図

## 3.2 インバータ回路

フラッシュ溶接用として本研究で用いるインバータ電源の主回路図を図 3-3 に示す。

三相正弦波交流を整流して直流電圧とし、コンデンサにより電圧を平滑化している。フラッシュ溶接では急峻で大きな電流変化が必要であるため、電源インピーダンスを小さくする必要がある。本研究では大容量ケミカルコンデンサと高周波用キャパシタ（C スナバ）を並列に接続することで電源の低インピーダンス化を実現している。

そして、直流電圧をインバータにより任意の周波数の方形波交流に変換する。このインバータは、スイッチングデバイスに IGBT（600V，400A）を利用している。インバータのスイッチングは DSP を使って制御しており、上下のスイッチ対 SW1 と SW2 および SW3 と SW4 を交互にオン・オフさせることにより、任意の周波数の交流電圧を出力できる。

本研究では図 3-4(a),(b)に示す三角波比較 PWM 制御を採用しており、インバータ出力電圧の半周期の平均値はインバータ入力電圧に変調率を掛けたものとなる。また、変調率はキャリア周波数の周期ごとに変化させることができ、出力電圧を時々刻々と細かく、高精度・高応答に制御できる。

IGBT インバータのスナバ回路には抵抗，コンデンサ，ダイオードを組み合わせた放電阻止形スナバ回路を使用している。放電阻止形スナバ回路はターンオフサージ電圧抑制効果がある。またコンデンサには常に電源電圧がチャージされており，サージを吸収して上昇した電圧と電源電圧との差のみを抵抗で消費することからスナバ回路での発生損失が少なく，高周波スイッチング用途に最適とされている。

インバータ回路に用いられている主要部品の仕様を表 3-1 に示す。

### 第3章 フラッシュ実験装置

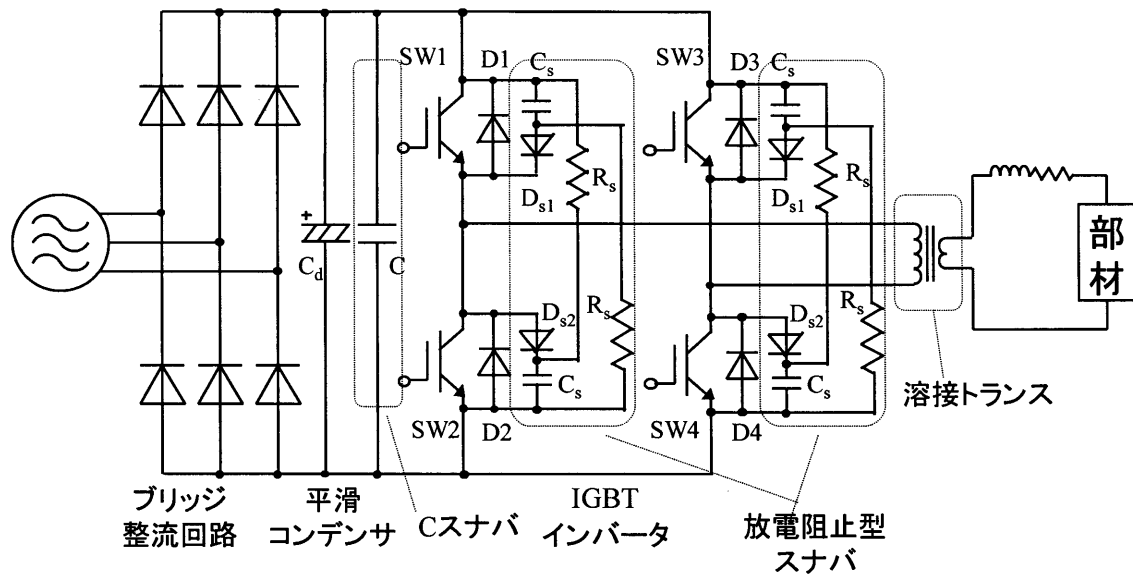


図 3-3 インバータ主回路

表 3-1 主要部分の仕様

名称	型名	メーカー	主要仕様	数量
ダイオードモジュール REC	2RI150E-060	富士電機	150Amax, 600V	3
電解コンデンサ $C_d$	CWP-M	マルコン	10,000 $\mu$ F, 400V	3
オイルコンデンサ C	60MAK106U	マルコン	10 $\mu$ F, 600V	1
IGBT モジュール(SW <sub>1</sub> , D <sub>1</sub> , SW <sub>2</sub> , D <sub>2</sub> )	2MBI400N-060	富士電機	400Amax, 600V	2 モジュール
IGBT ドライブ用ハイブリッド IC	EXB841	富士電機	40kHzmax	4
速断ヒューズ	CR6L-200	富士電機	200Amax, 600V	1
高速ダイオード D <sub>s1</sub>	ERG78-12	富士電機	30Amax, 1,200V	2
高速ダイオード D <sub>s2</sub>	ERG28-12	富士電機	30Amax, 1,200V	2
ホールー抵抗 R <sub>s</sub>	RWH20G15 $\Omega$ J	DTO	15 $\Omega$ , 20W	4
フィルムコンデンサ C <sub>s</sub>	TACB2J225K	日本ケミコン	2.2 $\mu$ F, 630V	4



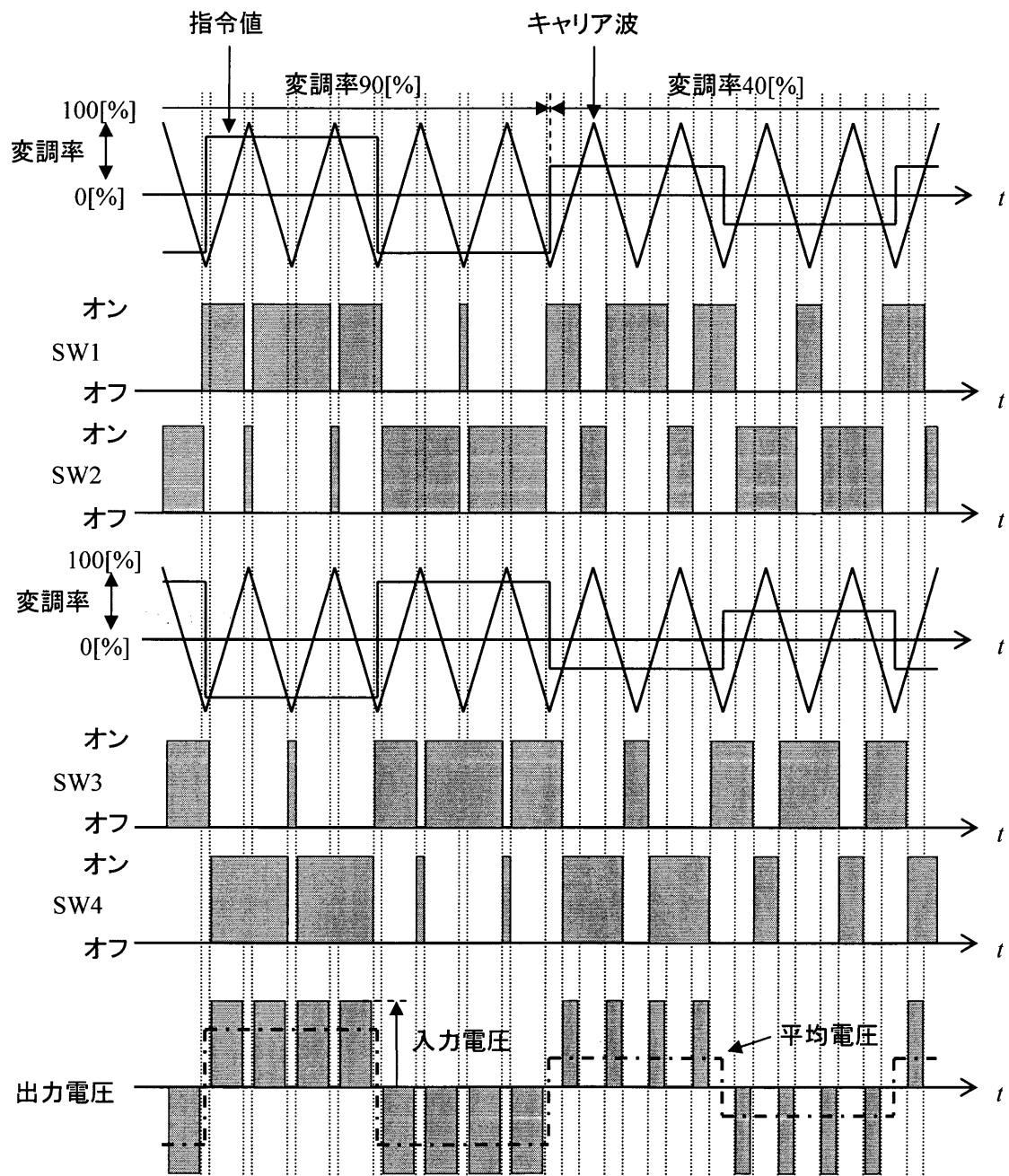


図 3-4(a) 三角波比較 PWM 制御 (方形波交流)

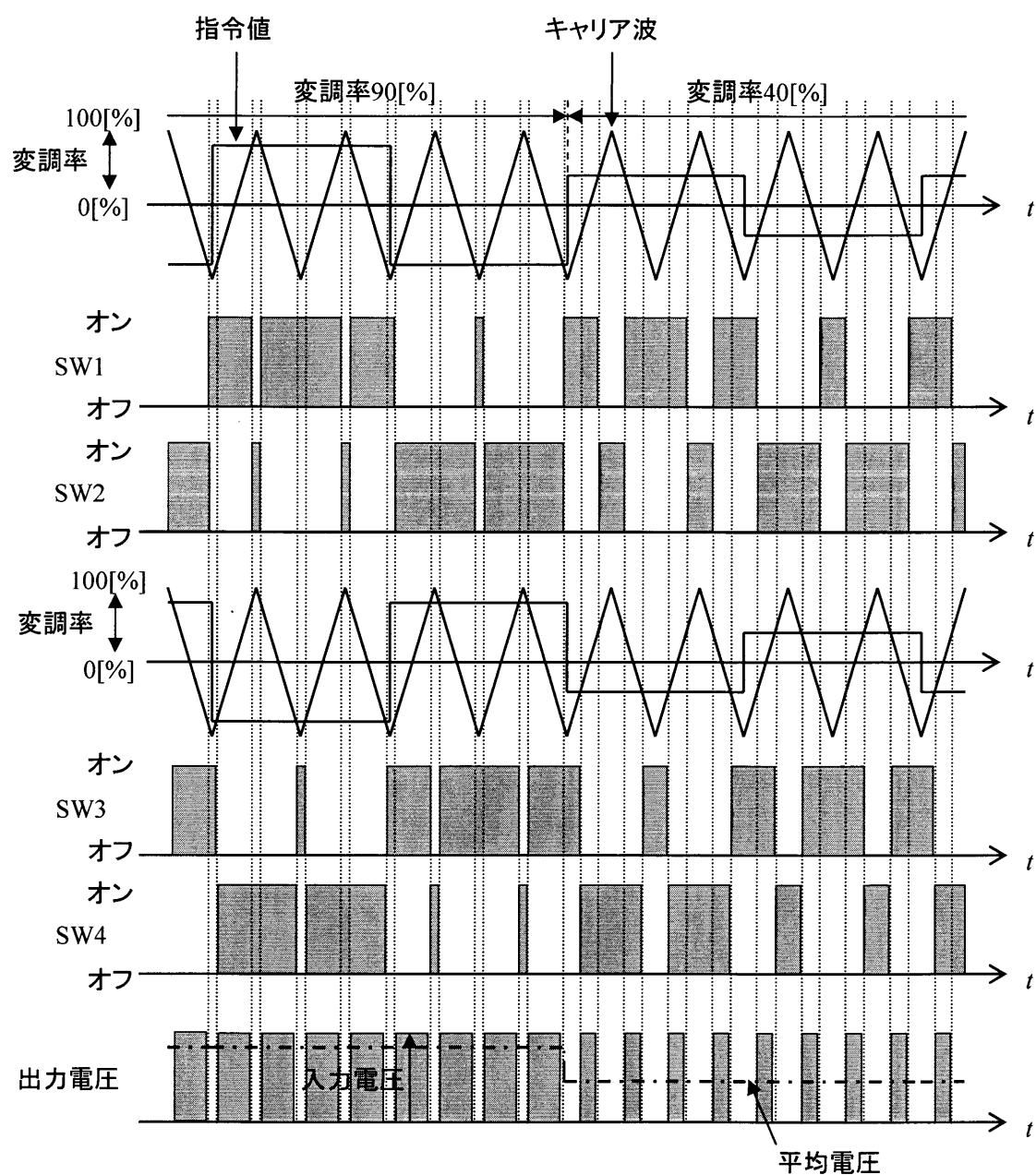


図 3-4(b) 三角波比較 PWM 制御 (直流)

### 3.3 ゲートドライブ回路

インバータ回路は IGBT をオン・オフすることで交流電圧を出力している。ここで、IGBT のオン・オフは DSP からの信号で行っているが、DSP からの信号は 0[V]または 5[V]であり IGBT をオン・オフさせるためには十分の電圧ではない。そこで IGBT をオン・オフさせるために必要な電圧にするためにゲートドライブ回路が必要となる。図 3-5 に本研究で用いているゲートドライブ回路を示す。

DSP から三角波比較 PWM 方式で決まったスイッチパターンが光モジュールを通して光信号から電気信号に変換され出力される。光モジュールからの出力信号と直流 5[V]を NAND 回路に入力することで、光モジュールからの出力信号を反転させる。つぎに反転された信号により抵抗の両端に電位差を作り電流を流すことでフォトカプラのオン・オフを行う。フォトカプラの信号は AMP を通し増幅されトランジスタのオン・オフを行う。

実行値 14[V]の交流電圧をダイオードブリッジで整流したあと、20[V]の直流電圧を得る。そして直流 20[V]をツェナーダイオードで 15[V], 5[V]に分圧する。そうすると④からみて⑤の電位は-5[V], ⑥の電位は+15[V]となる。そしてトランジスタが交互にオン・オフすることで IGBT ゲート-エミッタ間には+15[V], -5[V]の電圧がかかる。図 3-6 にドライブ回路の各信号波形の模式図を示す。

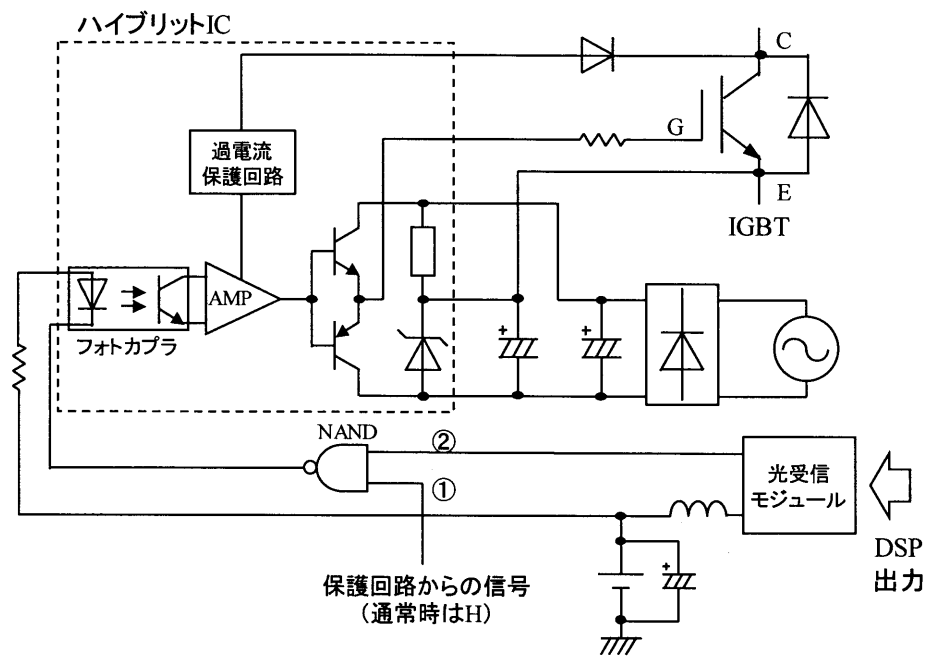


図 3-5 ゲートドライブ回路

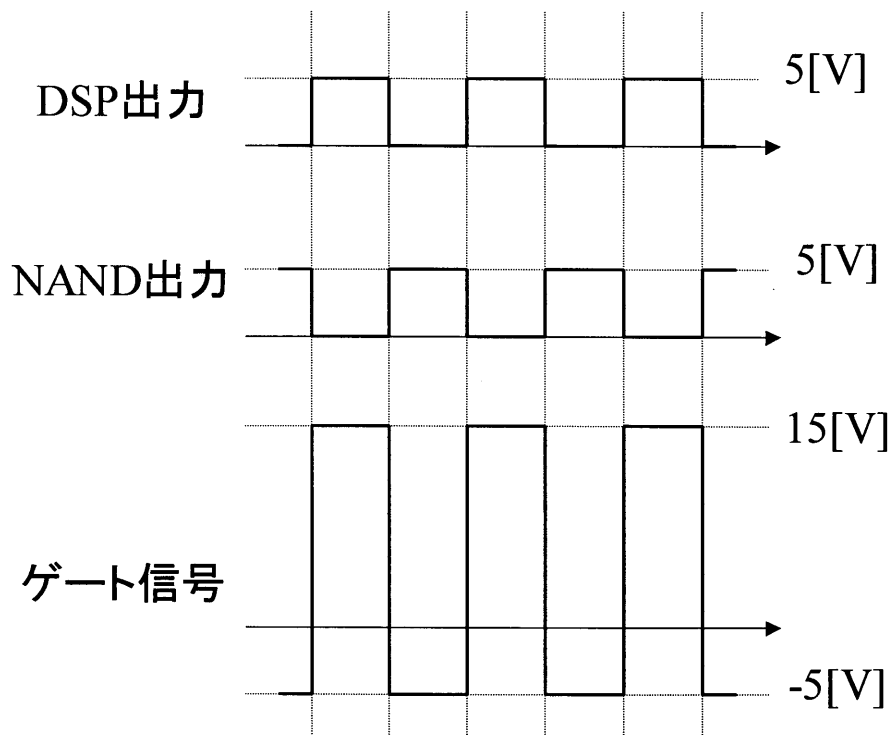


図 3-6 ドライブ回路における各信号

### 3.4 DSP システム

本研究ではインバータのスイッチング動作と部材送りに利用するサーボモータの制御を DSP システム（マイウエイ技研株式会社，PE-ExpertⅢ）にて行っている。DSP のハードウェア構成図を図 3-7 に示す。DSP ボードに PEV ボード，DA 拡張ボード，PIO カウンタボードの 4 枚の拡張ボードを利用して実験を行っている。各拡張ボードの主な仕様を表 3-2 に示す。

PEV ボードは，インバータを駆動するためのゲート信号を生成，出力する。ゲート信号の出力は光ファイバで行い，本研究では，ゲート信号をインバータのドライブ回路へ入力し，DSP によってインバータの動作を制御している。また，キャリア周波数と同期した割り込み機能が利用可能であり。本研究ではこの機能を利用して，キャリア周期でインバータの変調率を変化させることが可能となっている。

DA 拡張ボードは，外部から入力されたアナログ信号をデジタル信号に変換し，DSP 内で扱えるようにする。本研究では図 3-8 に示すように，トランス一次電流値と電極間電圧値を DSP に入力し，それらの値を使ってインバータの動作を制御している。一次電流，電極間電圧にはインバータのスイッチングに伴うノイズが乗るため，RLC ローパスフィルタを通してノイズを除去している。さらに，電極間電圧には 15V～20V 程度のアーク電圧が発生するのに対し，DSP の DA 拡張ボードの入力電圧定格が $\pm 5V$ であるため，電極間電圧は 1/4 の分圧器を通してしている。表 3-3 にフィルタ・分圧器の各定数を示す。その DSP 内の変数の値（デジタル値）をアナログ値に変換して外部に出力する。本研究では，部材送りに用いるサーボモータへの速度指令値を DSP 内で生成し，サーボアンプへ出力している。

PIO カウンタボードは，カウンタ機能とデジタル入出力をもっている。本研究では，デジタル入出力機能を用いており，手元スイッチによる部材送りの前進・停止・後退切換を行っている（図 3-9，表 3-4）。

### 第3章 フラッシュ実験装置

表 3-2 拡張ボードの主な仕様

ボード名	チャンネル数	分解能[bit]	入力/出力電圧定格[V]
インバータ制御	6	—	—
AD コンバータ	8	12	±5
DA コンバータ	8	12	±10
PIO カウンタ	16bit	—	—

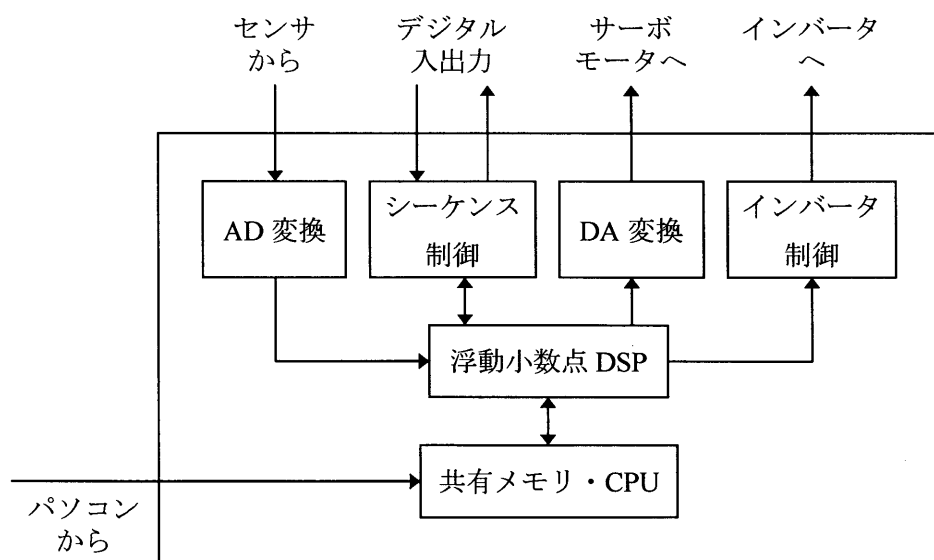


図 3-7 DSP のハードウェア構成図

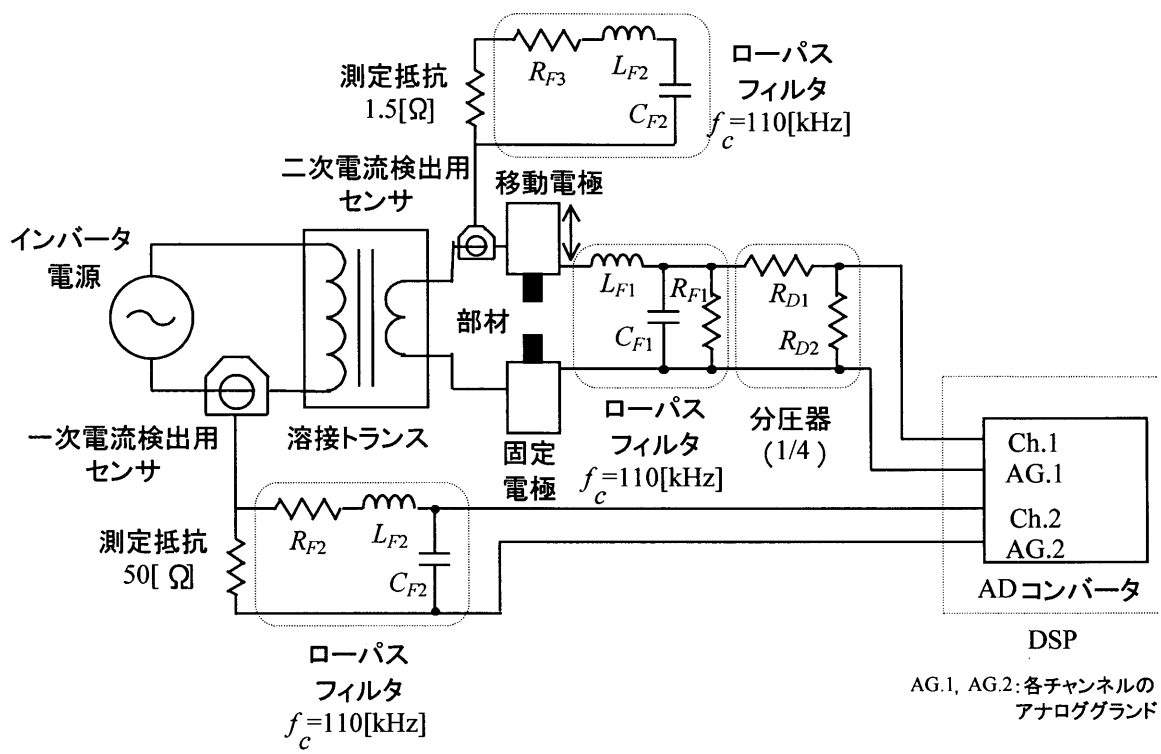


図 3-8 電圧・電流検出方法（方形波交流，直流）

表 3-3 フィルタ・分圧器の各定数

$L_{F1}$	47[ $\mu$ H]
$C_{F1}$	0.047[ $\mu$ F]
$R_{F1}$	22[ $\Omega$ ]
$L_{F2}$	47[ $\mu$ H]
$C_{F2}$	0.047[ $\mu$ F]
$R_{F2}$	3.9[ $\Omega$ ]
$R_{D1}$	3[k $\Omega$ ]
$R_{D2}$	1[k $\Omega$ ]
$R_{F3}$	43[ $\Omega$ ]

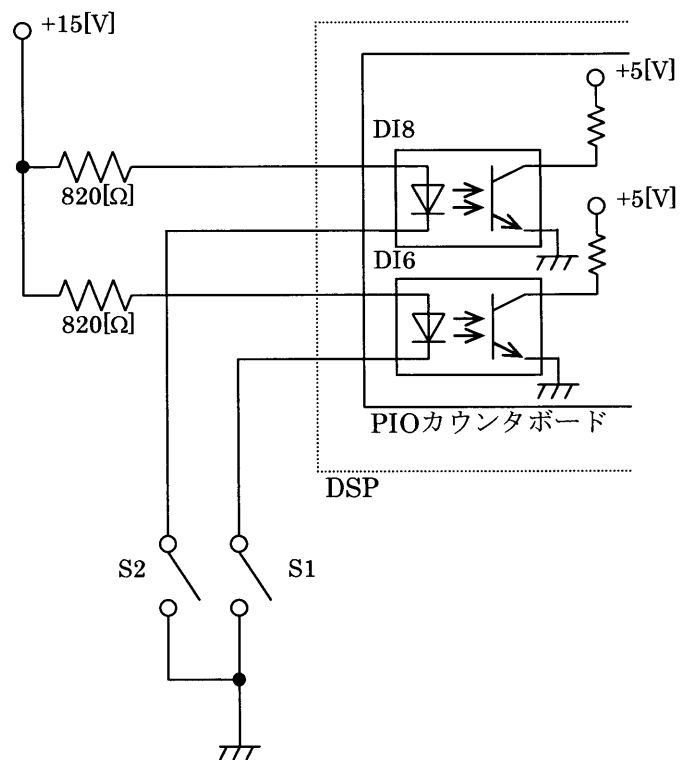


図 3-9 前進・後退切り替えスイッチの配線

表 3-4 スwitchの割り当て

S1	S2	状態
OFF	OFF	待機
OFF	ON	前進
ON	OFF	後退
ON	ON	



### 3.5 溶接トランス

フラッシュ溶接に使用される溶接トランスは特殊な仕様である。

方形波交流フラッシュ溶接トランスの外観を図 3-10 に示す。一次側は 92 ターン，二次側はわずか 2 ターンで，巻数比が 46 : 1 であり，二次側の巻数が非常に少ないのが特徴である。一次側に 200V，200A を入力すると，二次側には 4.3V，9200A が出力され，フラッシュ溶接に必要な低電圧大電流の交流が得られる。

方形波交流フラッシュ溶接トランスの仕様を表 3-5 に示す。

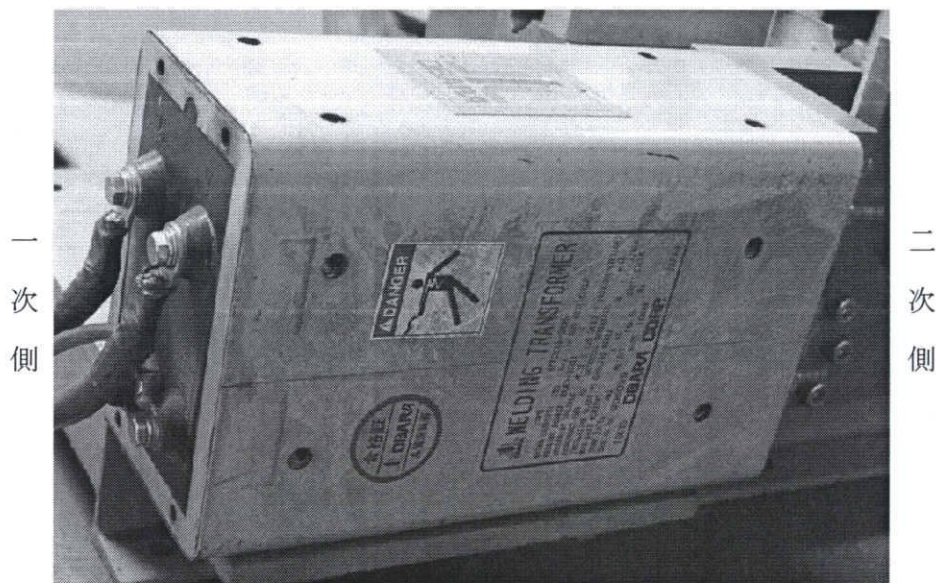


図 3-10 方形波交流フラッシュ溶接トランス外観

表 3-5 方形波交流フラッシュ溶接トランスの仕様

形式	RT203-205 (OBARA 株式会社 製)	巻数比	46
定格容量	20kVA (at 50% duty)	定格周波数	50Hz
一次電圧	200~220V	絶縁クラス	F 種
二次電圧	4.3V (at 一次電圧 200V)	重量	19.5kg

### 第3章 フラッシュ実験装置

直流フラッシュ溶接トランスの外観を図 3-11 に示す。トランスには二次側にダイオードを内蔵している。トランスの一次側では交流を入力するがトランス内部のダイオードにより二次側の出力では直流となる。なお、トランス出力（ダイオード出力）から被溶接材固定部までは太い銅線で配線されている。このトランスは図 3-12 に示すように接続方法を変えることで、巻数比を 32 と 16 の 2 パターンに変更することができる。本研究では二次側にフラッシュ発生に必要な低電圧大電流を扱うため巻数比を 32:1 に設定する。

直流フラッシュ溶接トランスの仕様を表 3-6 に示す。

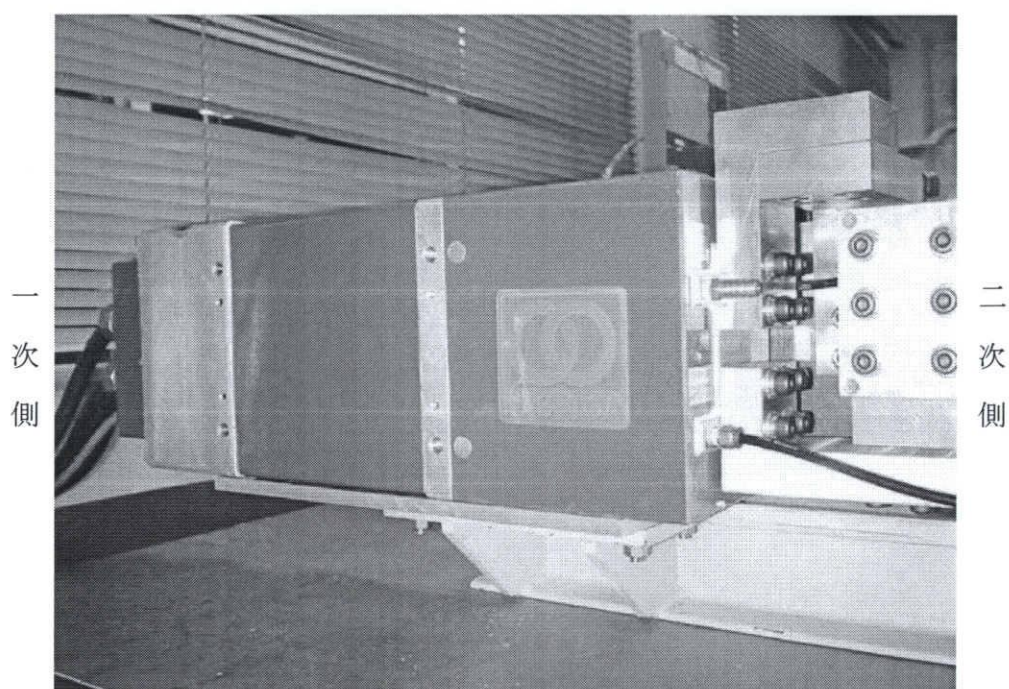


図 3-11 直流フラッシュ溶接トランス外観

表 3-6 直流フラッシュ溶接トランスの仕様

形式	HFT-84NS-3	最大二次電流	46
定格容量	84kVA	使用率	10%
一次電圧	300V	絶縁階級	F種
定格周波数	700Hz	冷却水（変圧器）	3L/min
二次電圧	18.8V/9.4V	冷却水（整流器）	3L/min
巻数比	16/32	重量	36.5kg

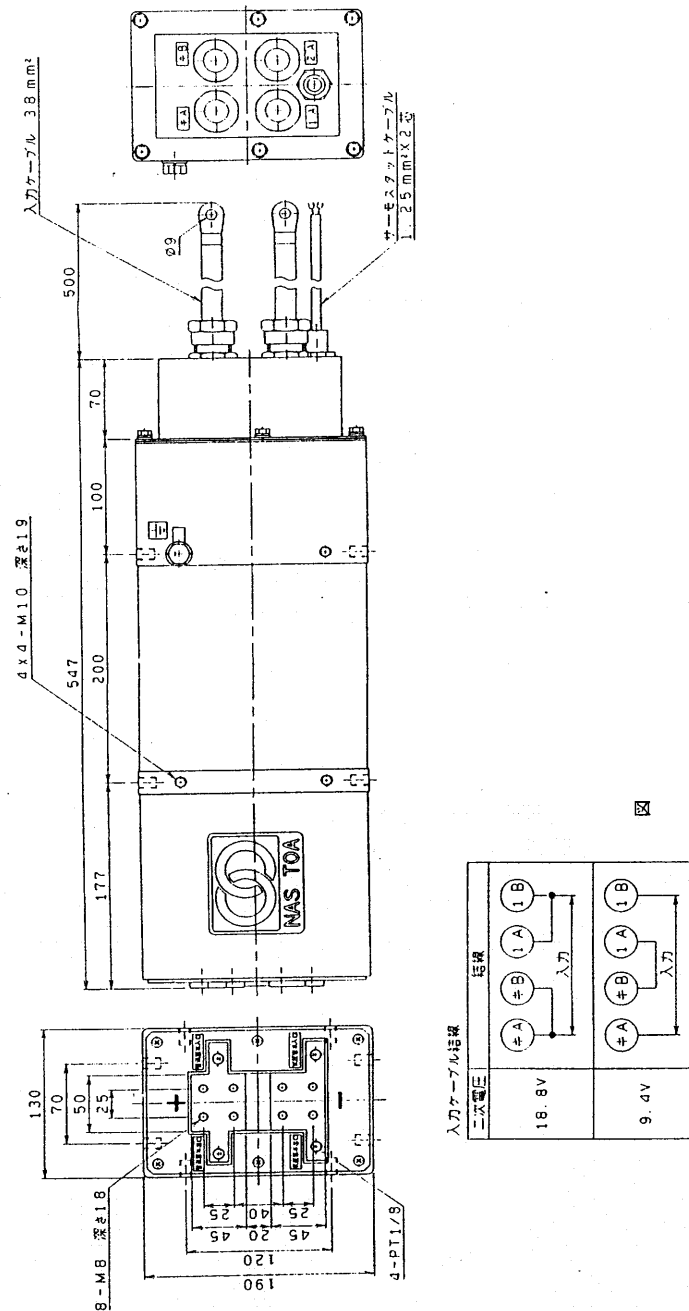


図 3-12 直流フラッシュ溶接トランス仕様



### 3.6 フラッシュ試験機

方形波交流フラッシュ試験機の外観を図 3-13 に示す。溶接トランス二次側は電流が大きいので、溶接トランス二次側端子から電極までの配線（二次導体）は断面積を大きく、かつ可動性を確保するために、薄い銅板を多数重ねたものとなっている。2つある銅製電極は部材を固定するクランプの役割も果たしている。右側の電極は固定されており、左側の電極が左右に平行移動することにより溶接部材が近づいたり離れたりできる。

直流フラッシュ試験機の外観を図 3-14 に示す。方形波交流フラッシュ試験機の溶接トランスを直流フラッシュ溶接用トランスに変更し、二次電流を検出するための電流センサーを二次導体部分に挿入している。

部材送り機構の構成を図 3-15 に示す。部材移動の駆動にはサーボモータを使用している。サーボモータの回転運動はボールねじを用いて直線運動となり、電極兼部材クランプを平行移動させる。このサーボモータは外部から速度指令を入力する仕様となっており、本研究においては DSP の DA 拡張ボードと接続し、DSP によって部材送りを制御する仕組みとなっている。 $\pm 10\text{V}$  を入力すると部材は最大  $3[\text{mm/s}]$  の速度で接近あるいは後退する。

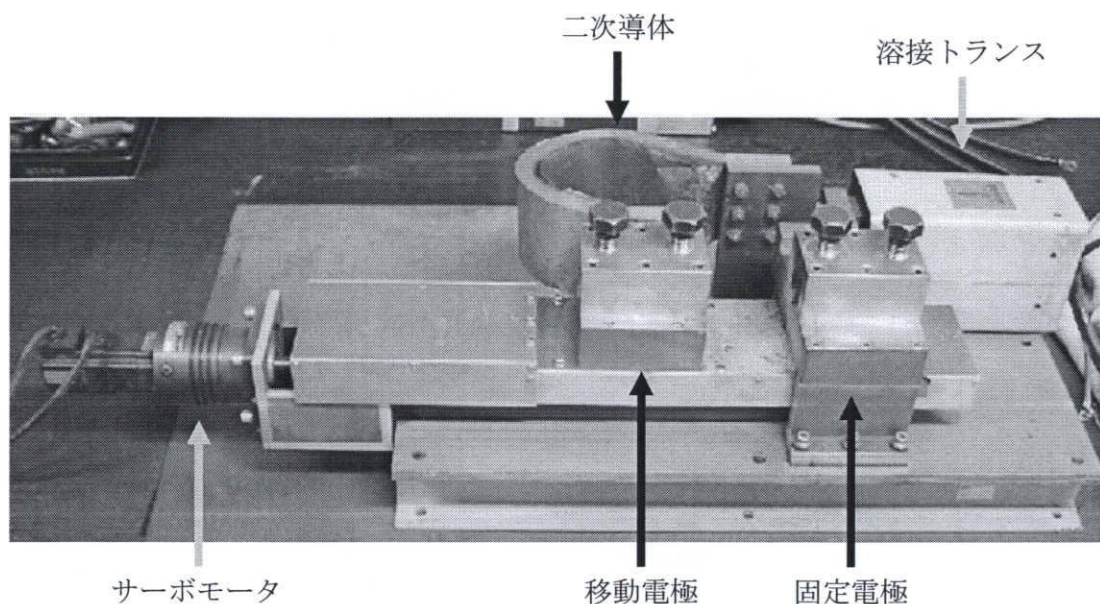


図 3-13 方形波交流フラッシュ試験機外観

### 第3章 フラッシュ実験装置

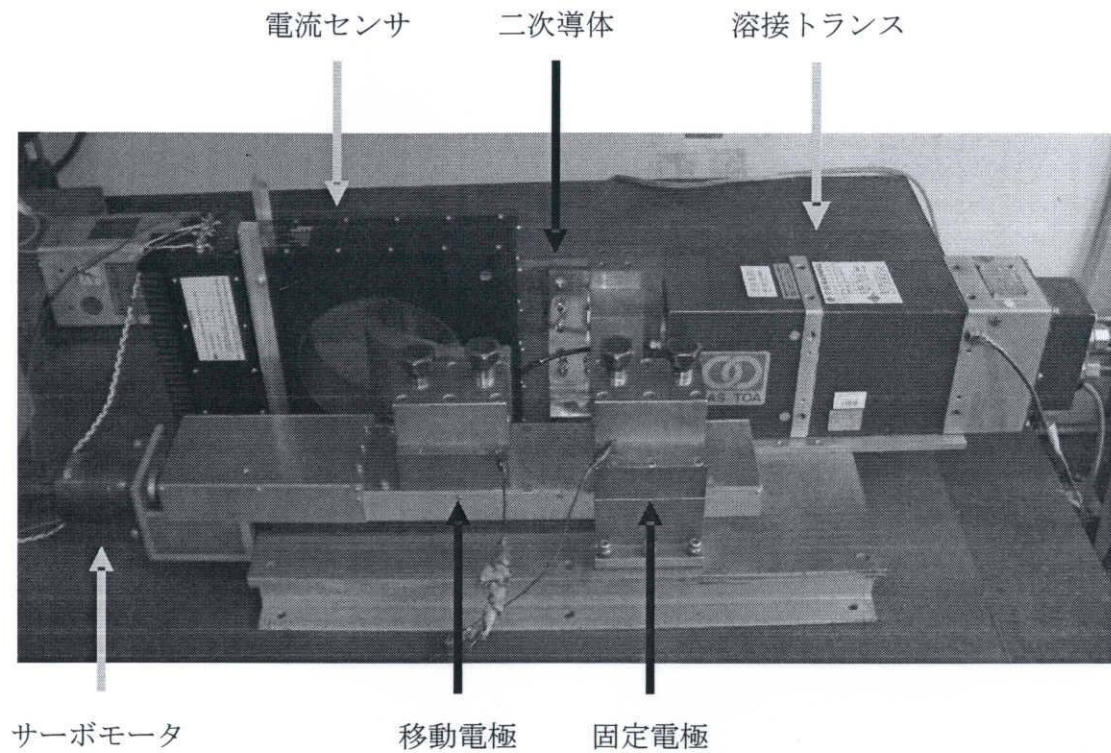


図 3-14 直流フラッシュ試験機外観

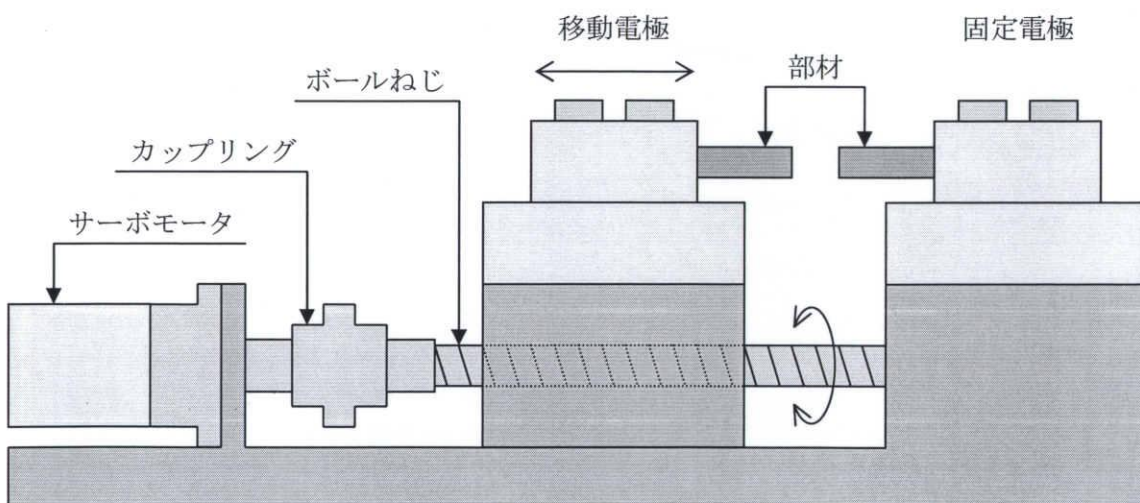


図 3-15 部材送り機構の構成

### 3.7 電流検出部

本研究では、溶接トランスの一次側電流を検出して DSP に取り込み、IGBT インバータの動作を DSP によって制御するために一次側電流検出用電流センサを設けている。また、方形波交流フラッシュでは溶接トランスの一次側電流を検出、測定および制御しているが、直流フラッシュでは二次側の直流電流波形を検出、測定および制御する必要があるため、二次電流検出用電流センサが必要となる。

#### <一次電流検出部>

方形波交流フラッシュの場合、溶接トランスの一次側電流を検出、測定およびインバータ制御を行うために電流センサを設け、保護回路に入力している。保護回路図を図 3-16 に示す。本研究で用いた一次電流検出用電流センサは、ナナ・レム株式会社の磁気コイル型電流センサである。これはクローズドループ方式であり、ホール素子を使わない高精度・高応答の電流センサである。一次側定格電流が 300A のものであり、電流センサ出力端子に  $50\Omega$  の測定抵抗を設ける。また、巻数比は 1 : 2500 であり一次電流と保護回路とを完全に絶縁して測定でき、一次電流と同波形の電流を出力するものである。

溶接トランス一次側電流を  $I_1$  とすると保護回路 A 点に現れる電圧は  $V_A = I_1/50$  になる。図 3-16 の A 点の電圧を DSP システム内臓の AD/DA 変換ボードを通して DSP に取り込み電流検出を行うことができる。さらに、過電流時における装置の保護のために、電流センサによって測定した電圧  $V_A$  が保護回路に入力される。保護回路は測定した電圧の電圧波形を整流し  $V_A$  の整流波形が出力される。その電圧がダイオード後のコンデンサによって平滑化されコンパレータ (311) 部に入力  $V_{IN}$  され、コンパレータで設定した比較電圧  $V_C$  と比較される。ここで、正常時と過電流時の 2 つの状態について考える。

#### ○正常時

A 点にかかる電圧が正常範囲にあるとき、コンパレータ部では  $V_C > V_{IN}$  となっているので出力は 5V (H レベル) となり、それがフリップフロップに入力される。このとき、フリップフロップの出力 X は H レベルとなる。

#### ○過電流時 (A 点にかかる電圧が高いとき)

溶接トランス一次側に流れる電流が過電流になったとき、A 点にかかる電圧が正常時に比べて大きくなる。そのとき、コンパレータ部では  $V_C < V_{IN}$  となるので出力は 0V (L レベル) となる。このとき、フリップフロップ出力 X は L レベルとなる。出力 X が L レベルのとき、その先にあるドライバ回路が IGBT をオフさせる。

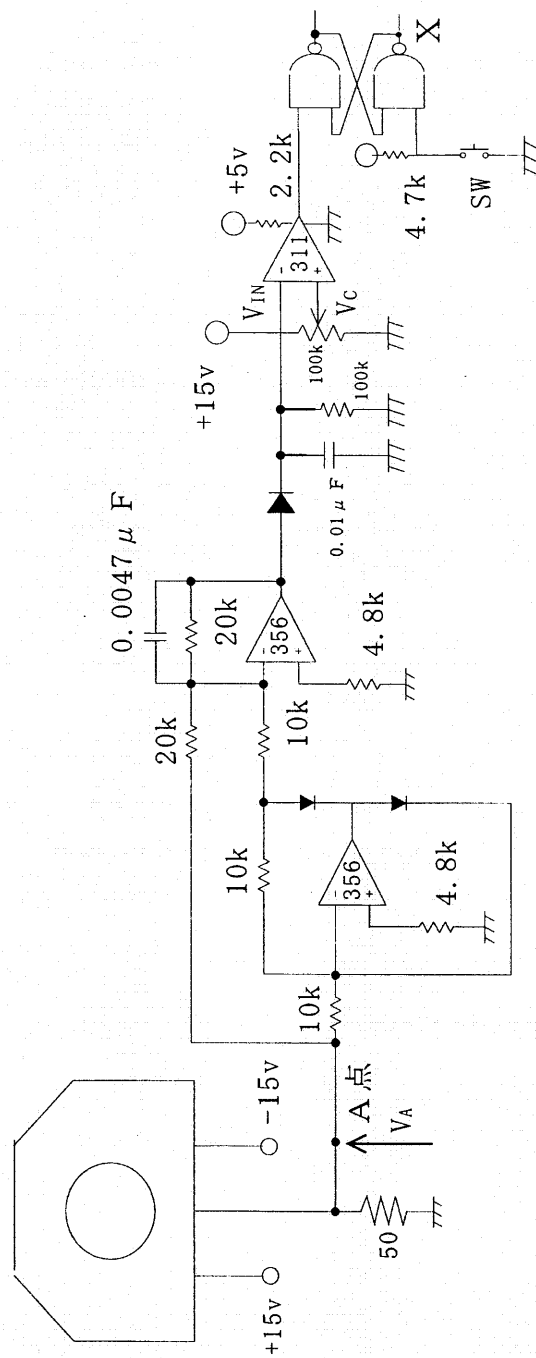


図 3-16 保護回路

### ＜二次電流検出部＞

直流フラッシュの場合，溶接トランスの二次側電流である直流電流波形を検出，測定および制御するために図 3-17 に示すナナ・レム株式会社の磁気コイル型電流センサ LT10000-S を使用する。これはクローズドループ方式であり，ホール素子を使わない高精度・広帯域の電流センサであり，最大 15000A まで測定できる。表 3-7 に LT10000-S の仕様を示す。

LT10000-S 電流センサを使用するには電源供給(±5%)が必要であり，本研究室にある LT10000-S 電流センサは±60V の電源供給でのみ測定できる。さらに，最大電流 15000A まで測定可能にするため測定抵抗  $R_M(\max)$  を  $1.5\Omega$  とする。

この LT10000-S 電流センサを使用するために必要となる電源供給回路図を図 3-18 に示す。単相正弦波交流を中間タップ変圧器を介し，ダイオードブリッジで整流して直流電圧とし，平滑コンデンサにより電圧を平滑化する。中間タップ変圧器の巻数比は  $N_1 : N_2 : N_3 = 110 : 45 : 45$  であり，平滑コンデンサは 100V，470 $\mu$ F を用いる。

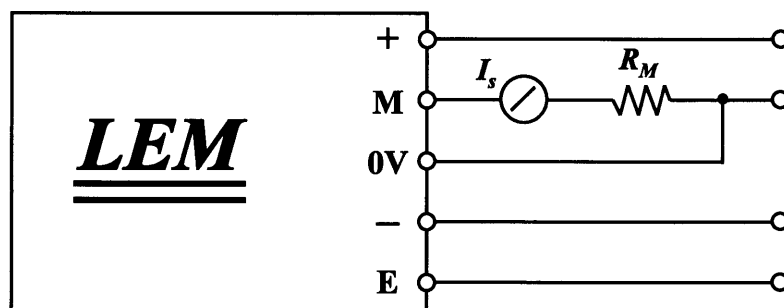


図 3-17 電流センサ LT10000-S

表 3-7 LT10000-S 仕様

RM (Measuring resistance)		RM (min)	RM (max)
with ±48V	±10000A (max)	0 $\Omega$	8 $\Omega$
	±12000A (max)	0 $\Omega$	1 $\Omega$
with ±60V	±10000A (max)	0 $\Omega$	20 $\Omega$
	±15000A (max)	0 $\Omega$	1.5 $\Omega$



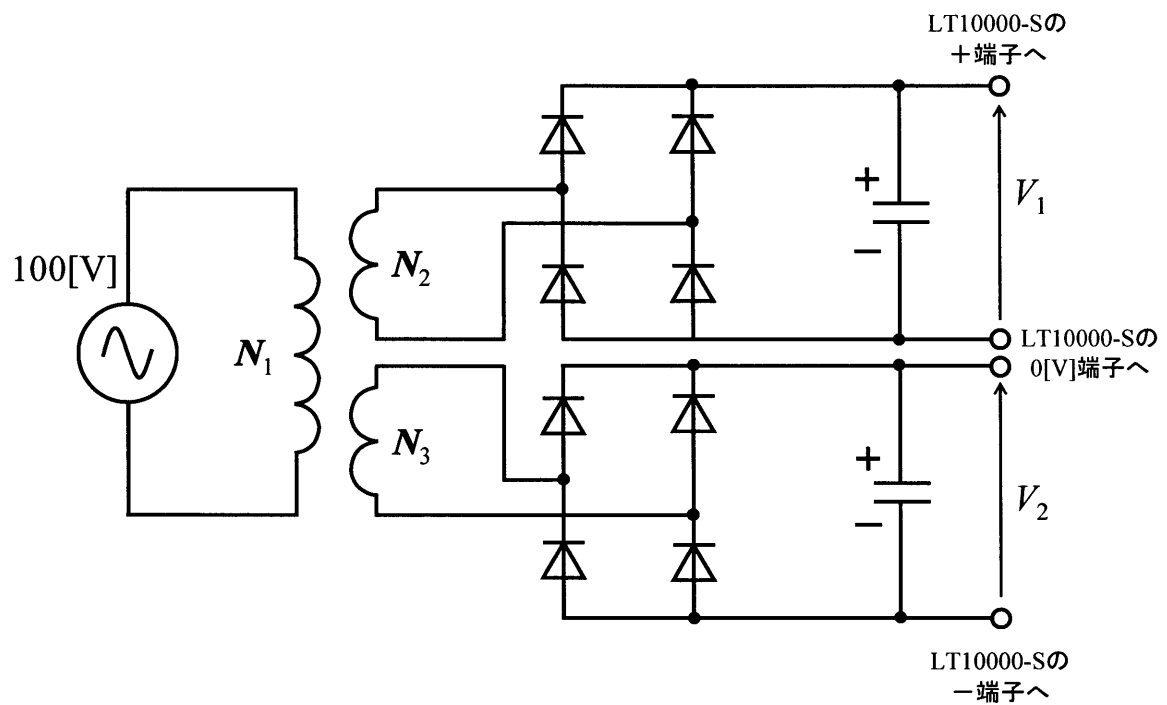


図 3-18 電流センサ電源供給回路

## 第4章 フラッシュ溶接制御

従来、フラッシュ溶接は絶え間なくフラッシュが発生する連続フラッシュが望ましいとされ、連続フラッシュを実現するために PWM インバータを用いたインバータフルパワー制御が提案され、その有用性が確認されてきた。<sup>(2)(3)(4)</sup>

また、フラッシュ溶接制御は部材送り制御すなわちメカニカル制御のみ実用化されており、メカニカル制御の大半は部材送りの加速度を一定とする定加速度部材送り制御が用いられている。フィードバックメカニカル制御としては電流検出、電圧検出<sup>(6)</sup>、電力検出 PI 部材送り制御が実用化されている。しかし、電流検出、電圧検出、電力検出 PI 制御は電流や電圧、電力などの物理量を一定に制御しており、必ずしもフラッシュ現象という物理現象を制御しているわけではないということで、フラッシュ現象解析結果より抵抗検出 PI 部材送り制御、つまり R 検出 PI 部材送り制御が提案され、その有用性が確認されている。<sup>(7)</sup>

本章では、既に提案されているインバータ制御（インバータフルパワー制御法）やメカニカル制御（R 検出 PI 部材送り制御法）について述べ、このインバータ制御とメカニカル制御を組み合わせたハイブリッド制御を提案する。

さらに、これまでの連続フラッシュ制御法とは異なるコンセプトによりフラッシュ過程を制御するハイブリッドプロセス制御を提案し、制御範囲の更なる拡大を目指す。

### 4.1 インバータ制御（インバータフルパワー制御）

従来、フラッシュ溶接は小電流のフラッシュを連続して発生させるいわゆる連続フラッシュが必須であるとされており、メカニカル部材送り制御により連続フラッシュが実用化されてきたが、メカニカル制御の応答性はせいぜい電源周波数の数サイクルの電流オン・オフが限界であり、半サイクル内の電流のオン・オフに反応することは不可能である。すなわち、半サイクル内で何度もフラッシングが生じる連続フラッシュをきめ細かく制御するには、メカニカル制御のみでは応答性に限界があった。

そこで、メカニカル制御の応答性の限界を克服するため、溶接用電源として、電源周期の半サイクル内において数10～数100回の電源オン・オフ制御が可能なPWMインバータ電源に着目し、インバータフルパワー制御法が提案された。

図4-1にインバータフルパワー制御法の制御フロー図を、図4-2にインバータフルパワー制御法の概念図を、図4-3にインバータフルパワー制御の制御ブロック図を示す。

インバータフルパワー制御とは、電圧や電流を検出し、基準値と比較してその結果によりインバータ変調率を切り替える制御であり、検出値が基準値を越えると変調率を一気に100%に切り替え、電流増加の速度を上げて局部接触の加熱を加速してフラッシュ発生を促進する制御である。

さらに基準値を変えることによりジュール加熱の程度やフラッシュ発生率を変えることができる制御である。ジュール加熱の比率が高いジュール加熱優先フラッシュ制御法とフラッシュ発生の比率が高い連続フラッシュ制御法がある。

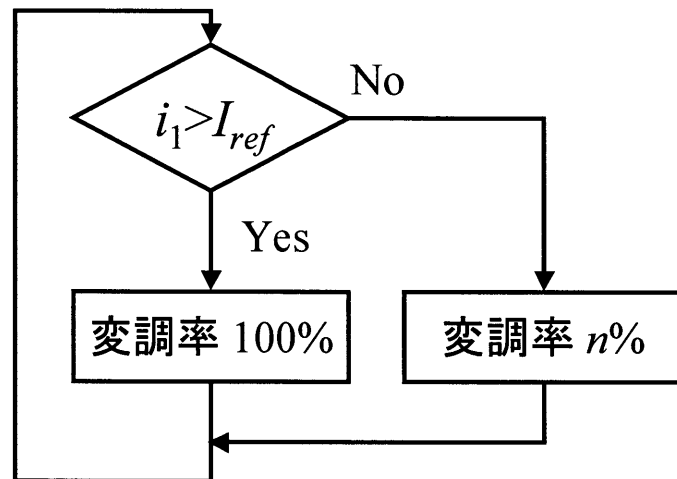


図 4-1 インバータフルパワー制御法フロー図

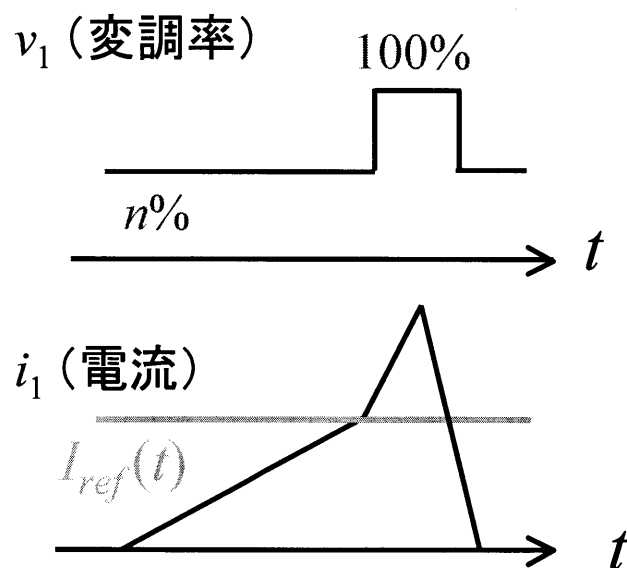


図 4-2 インバータフルパワー制御法概念図

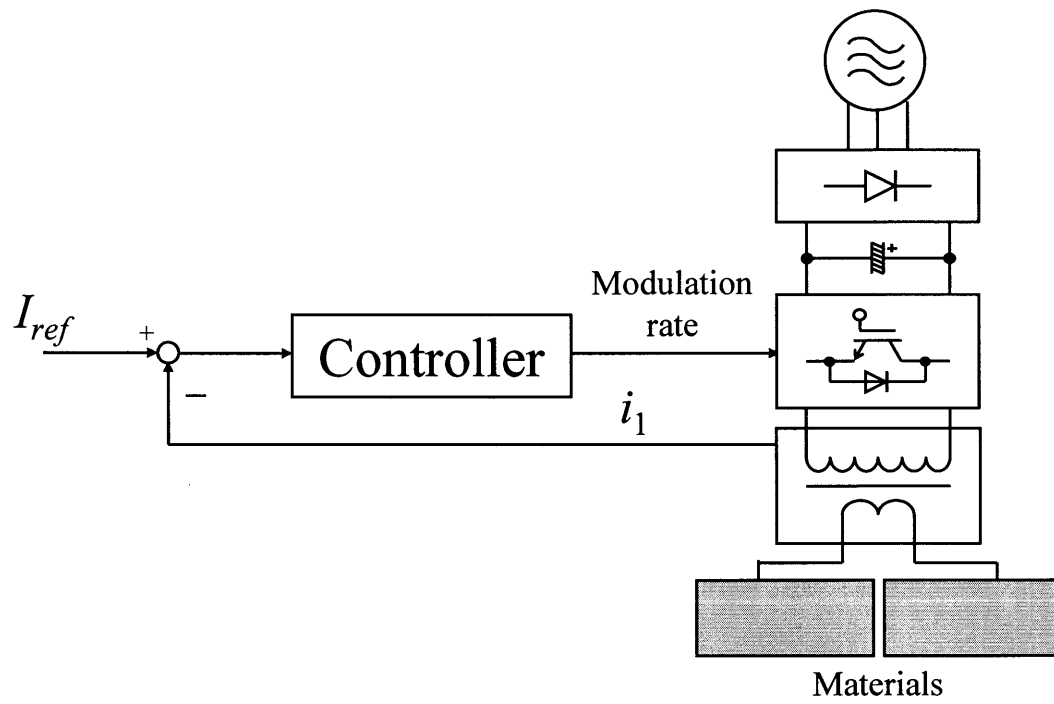


図 4-3 インバータフルパワー制御法の制御ブロック図

まず，ジュール加熱優先フラッシュ制御法について説明する。図 4-4 にジュール加熱優先フラッシュ制御法の概念図を示す。通常時（制御をしていない時）のインバータの変調率を  $n\%$  とする。ここで，ジュール加熱優先フラッシュの場合，変調率はフラッシュを発生しにくくするため低い値に設定する。電流基準値  $I_{ref}$  は少し高めに設定する。<sup>(2)</sup> すると，電極間に印加される電圧が低いため電流の増加が鈍く，電流が基準値に達するまで局部接触が続きジュール加熱が占める時間の割合が長くなる。基準値を越えると変調率を 100% に急増させ，フラッシュ発生を促す。フラッシュは加熱点を移動させるために発生させる。

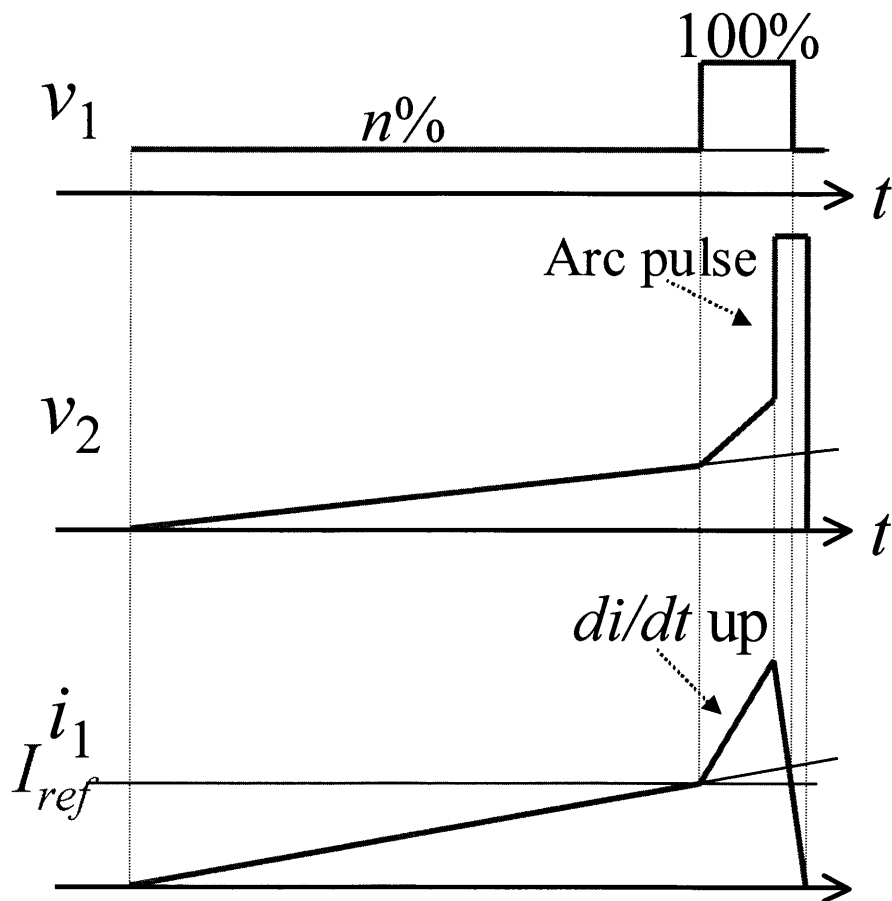


図 4-4 ジュール加熱優先フラッシュ制御法概念図

次に，連続フラッシュ制御法について説明する。図 4-5 に連続フラッシュ制御法の概念図を示す。通常時のインバータ変調率をジュール加熱優先フラッシュ制御法よりも高く設定する。基準値は低めに設定する。<sup>(2)</sup> 溶接トランス一次側電流  $i_1$  が基準値  $I_{ref}$  を越えたときにインバータ変調率を一気に 100%へと急増させる。基準値が低めに設定されているので，局部接触部が小さいうちに急速に温度上昇し短絡部は早期に溶断してアークへ移行させることができ，小電流のフラッシュを連続的に発生させることができる。

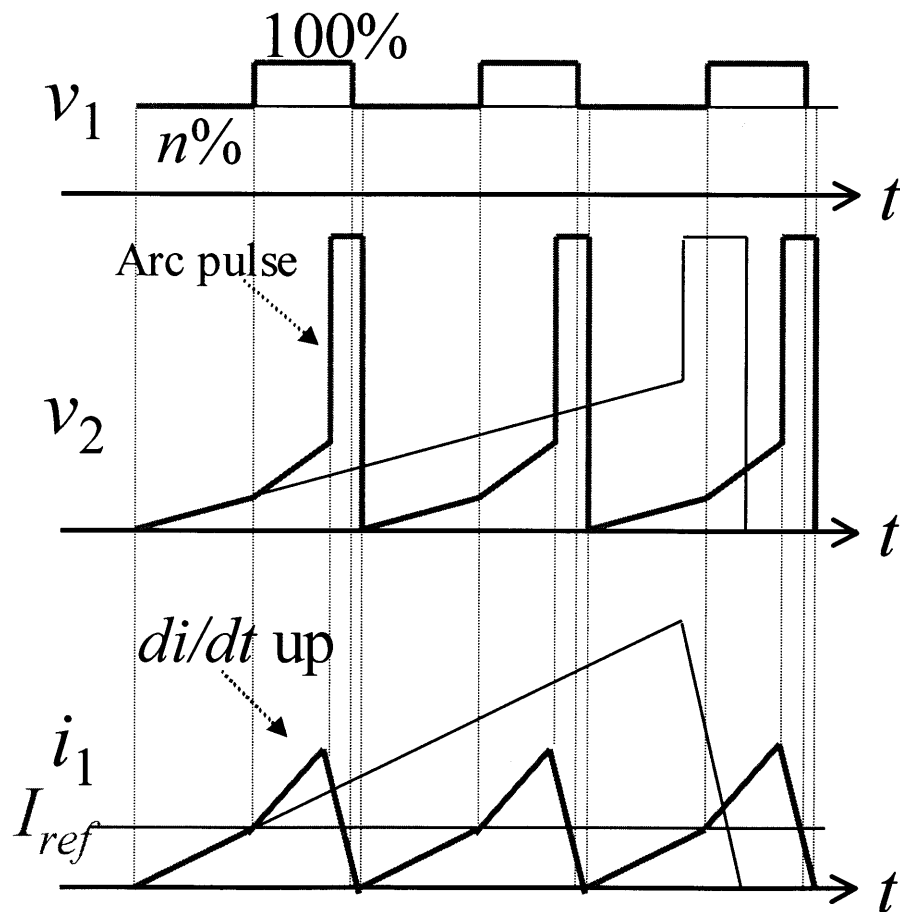


図 4-5 連続フラッシュ制御法概念図

## 4.2 メカニカル制御（R 検出 PI 部材送り制御）

従来、フラッシュ溶接制御は部材送り制御すなわちメカニカル制御で行われており、メカニカル制御の大半は部材送りの加速度を一定とする定加速度部材送り制御が用いられている。

フィードバックメカニカル制御としては電流検出、電圧検出<sup>(6)</sup>、電力検出 PI 部材送り制御が実用化されている。しかし、電流検出、電圧検出、電力検出 PI 制御は電流や電圧、電力などの物理量を一定に制御しており、必ずしもフラッシュ現象という物理現象を制御しているわけではない。

そこで、定加速度部材送り制御に代わるメカニカル制御である R 検出 PI 部材送り制御が提案された。

図 4-6 に R 検出 PI 部材送り制御法の制御ブロック図を、図 4-7 に P 制御概念図を示す。

R 検出 PI 部材送り制御とは、電極間の抵抗（電極間電圧/二次側換算値一次電流）を検出し、抵抗基準値  $R_{ref}$  と比較してその結果を PI 制御器を通して部材送りの前進・後退速度を制御するものである。

たとえば、図 4-7 より、抵抗が高い状態では、局部接触部は接触面積が小さい状態もしくは高温の状態なので、部材を前進させて局部接触を広げる。逆に抵抗が低い状態では曲接触部は接触面積が広い状態もしくは温度が高くない状態になっているので、部材を後退させて局部接触を狭める。ここで、図 4-7 に示す直線の傾きが P 制御のゲインとなる。

この R 検出 PI 部材送り制御は、電圧・電流を検出し DSP 内で時々刻々抵抗基準値  $R_e$  を演算しているが、位置制御・速度制御のサーボモータではその指令値に追従できず、抵抗の平均値をフィードバックしていることになる。また、方形波交流フラッシュでは電流センサの設置環境の問題により、溶接トランス一次電流を測定・検出しており、溶接トランス二次電流は一次側電流を巻数比倍したものとしている。通常、電源が正弦波交流の場合は一次電流から励磁電流を差し引いてみることはできるが、方形波交流の場合はパルス特性で評価する必要がある。しかし、本研究で用いる溶接トランスの励磁インダクタンスは、二次導体部分の配線インダクタンスよりも非常に大きく、漏れインダクタンスは二次導体部分の配線インダクタンスよりも非常に小さいことから、等価的に理想トランスと見なしている。以上のことから、R 検出 PI 部材送り制御で電極間の抵抗を検出する際、溶接トランス二次電圧、一次電流を検出し抵抗に演算することは問題ないとしている。



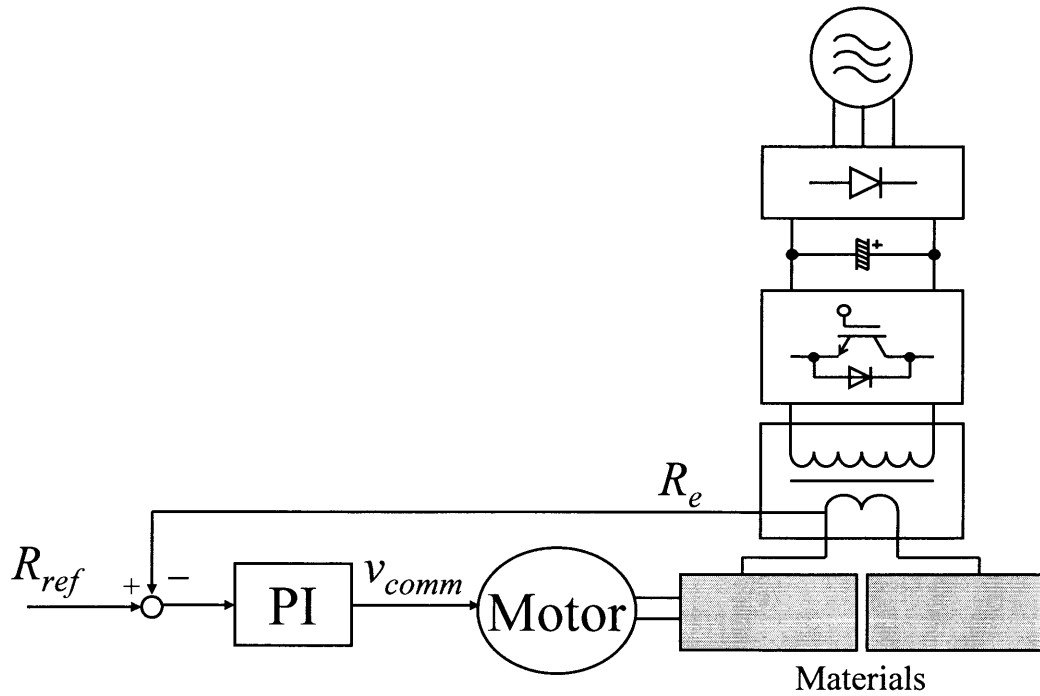


図 4-6 R 検出 PI 部材送り制御の制御ブロック図

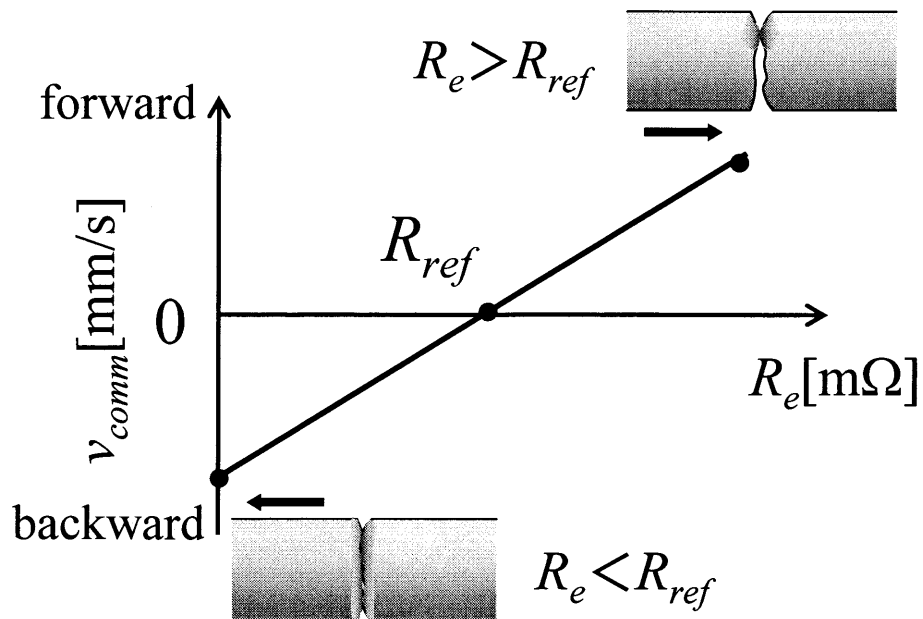


図 4-7 R 検出 PI 部材送り制御概念図

### 4.3 ハイブリッド制御の提案

図4-8にハイブリッド制御の制御ブロック図を示す。

ハイブリッド制御とは、既に提案されているインバータ制御（インバータフルパワー制御法）とメカニカル制御（R検出PI部材送り制御法）を組み合わせた制御と定義する。制御のための基準値は、制御中は固定して一定とする。

インバータ制御およびメカニカル制御を各々単独で制御するよりも、ハイブリッド制御を行うことで制御範囲の広いフラッシュ溶接制御ができると期待される。

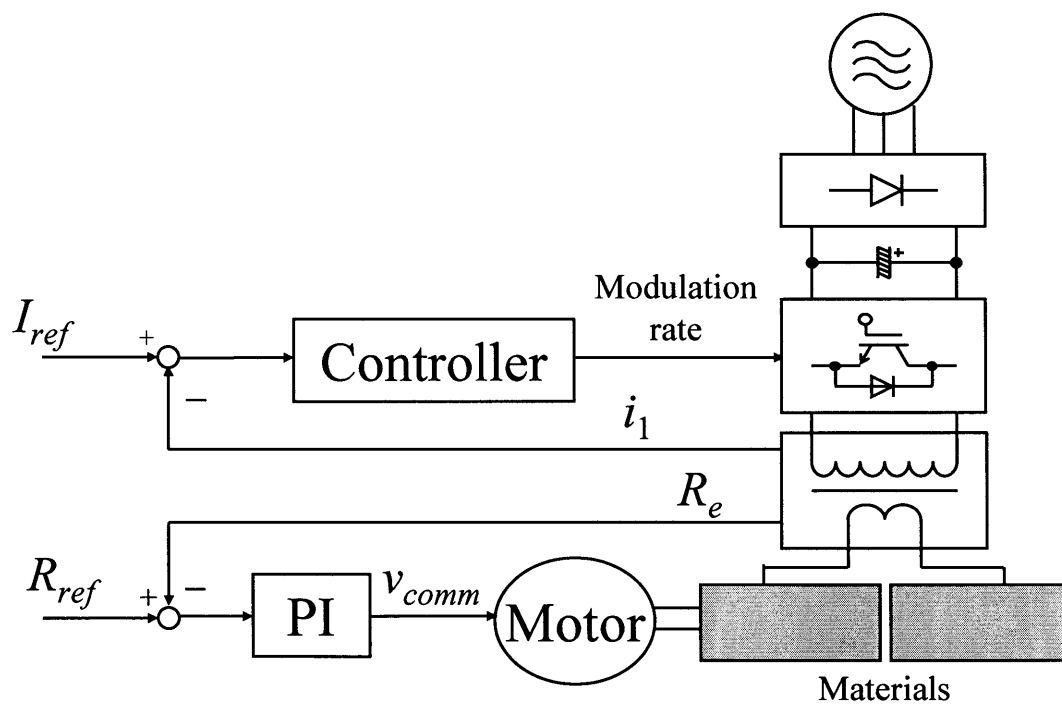


図4-8 ハイブリッド制御の制御ブロック図

#### 4.4 ハイブリッドプロセス制御の提案

これまでの研究により，フラッシュ過程全期間を絶え間なくフラッシュを発生させる連続フラッシュ制御法は確立されている。<sup>(2)(3)</sup>

しかし，連続フラッシュ制御法は絶え間なくフラッシュを発生させるため，熱損失つまりバーンオフ損失が多くなってしまうという問題点が挙げられる。

そこで，本研究では連続フラッシュ制御法とは異なるコンセプトであるフラッシュ過程のプロセス制御を提案する。

図4-9にフラッシュ過程の役割と，図4-10にプロセス制御の概念図を示す。

フラッシュ過程は主に加熱を行うことを目的とする加熱過程と主に部材の酸化皮膜を飛散させることを目的とするファイナル過程に分けることができる。フラッシュ過程においてファイナル過程は酸化皮膜飛散のために絶え間なくフラッシュを発生させる連続フラッシュが必要であるが，加熱過程においてはフラッシュを必要最小限として，ジュール加熱を優先させても差し支えないと考えられる。このような考えを基にフラッシュ過程全期間を制御する。

図4-9, 4-10より加熱過程ではジュール加熱とフラッシュの割合のうちジュール加熱の占める割合を大きくなるよう設定する。逆にファイナル過程ではフラッシュの占める割合を大きくなるよう設定する。この二つの設定の間を時間関数でつなぐ。つまり，ジュール加熱優先フラッシュで起動し，ファイナル過程は連続フラッシュとなるよう制御パラメータを設定し，その間を時間  $t$  の  $n$  次関数でつなぐことをプロセス制御と定義する。

ハイブリッドプロセス制御とは，インバータ制御とメカニカル制御を組み合わせたハイブリッド制御において上記のようなプロセス制御を適用し，各基準値を時間  $t$  の  $n$  次関数で制御するものと定義する。ハイブリッドプロセス制御を適用することで，制御範囲の更なる拡大，バーンオフ損失の低減を目指す。

フラッシュ過程

- 加熱過程・・・部材の加熱 → ジュール加熱
- ファイナル過程・・・酸化皮膜の飛散 → 連続フラッシュ

図 4-9 フラッシュ過程

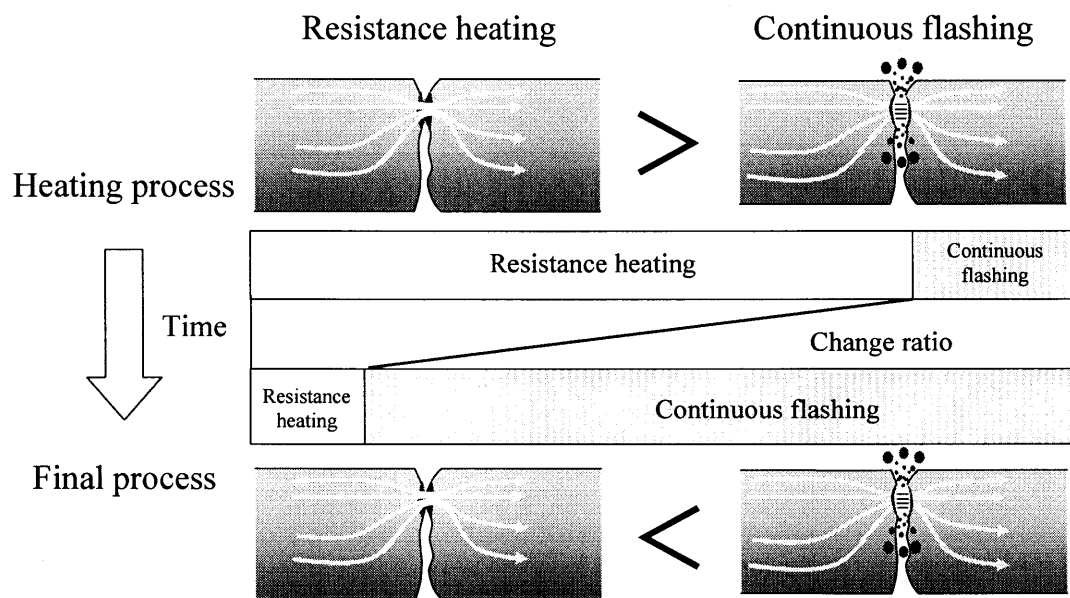


図 4-10 プロセス制御概念図

## 第5章 方形波交流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御

本章では、方形波交流フラッシュにおいて、提案するハイブリッド制御・ハイブリッドプロセス制御についてフラッシュ実験を行い、その有用性を検証する。

### 5.1 ハイブリッド制御実験

本節では、方形波交流フラッシュにおいて、提案するハイブリッド制御を行う。インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$  は固定、メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  は固定である。実験条件を以下に示す。

- ・インバータ DC リンク電圧：280[V]
- ・インバータ出力周波数：100[Hz]
- ・キャリア周波数：16[kHz]
- ・インバータ初期変調率：60[%]
- ・溶接部材：20φ 軟鋼丸棒
- ・溶接時間：15 秒
- ・部材送り：R 検出 PI 部材送り制御（P ゲイン： $K_P=4.26$ , I ゲイン： $K_I=1.0$ ）
- ・インバータ制御：一次電流検出フルパワー制御

<実験内容>

- ① 電流基準値  $I_{ref}=109.2[\text{A}]$ , 抵抗基準値  $R_{ref}=1.2[\text{m}\Omega]$
- ② 電流基準値  $I_{ref}=54.6[\text{A}]$ , 抵抗基準値  $R_{ref}=2.4[\text{m}\Omega]$

実験①はジュール加熱優先の条件であり、インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}=109.2\text{A}$ , メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}=1.2\text{m}\Omega$  とする。また、実験②は連続フラッシュ優先の条件であり、インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}=54.6\text{A}$ , メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}=2.4\text{m}\Omega$  とする。

図 5-1, 5-2 に実験①, 図 5-3, 5-4 に実験②の溶接起動時, ファイナル過程の電極間電圧・一次電流波形をそれぞれ示す。

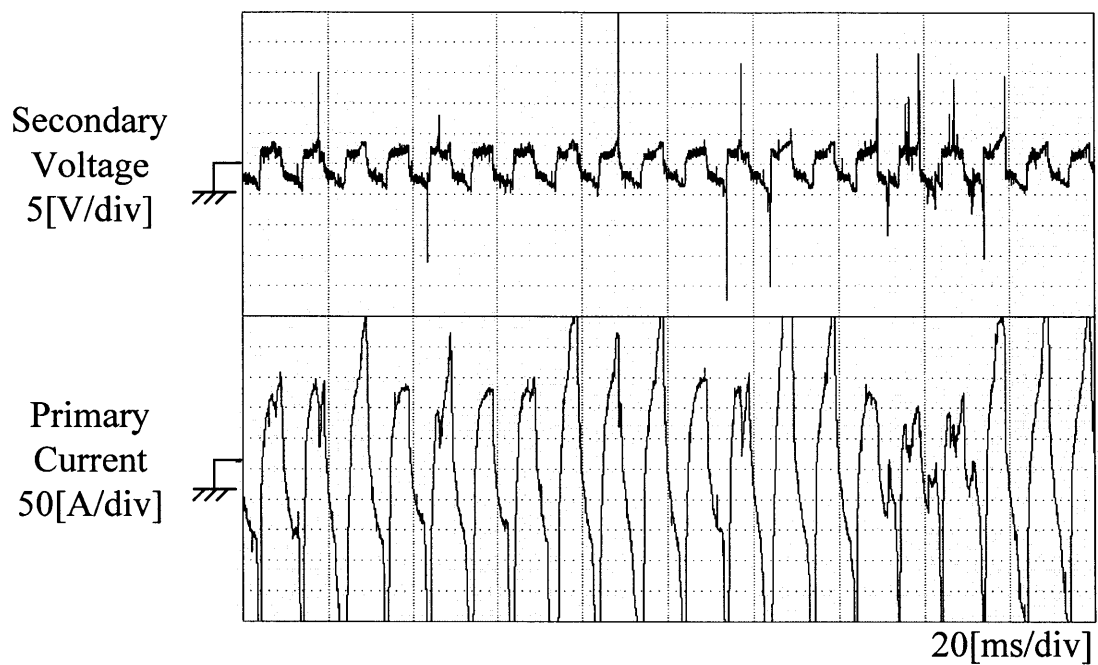


図 5-1 電圧・電流波形 (①溶接起動時  $I_{ref}=109.2[A]$ ,  $R_{ref}=1.2[m\Omega]$ )



図 5-2 電圧・電流波形 (①ファイナル過程  $I_{ref}=109.2[A]$ ,  $R_{ref}=1.2[m\Omega]$ )

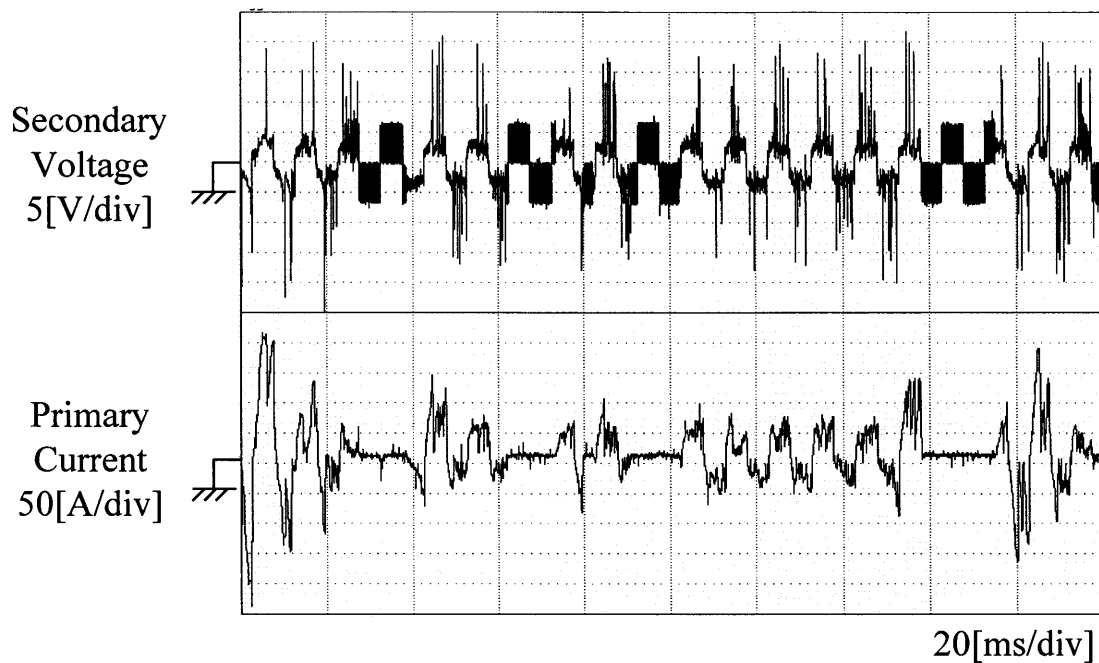


図 5-3 電圧・電流波形 (②溶接起動時  $I_{ref}=54.6[A]$ ,  $R_{ref}=2.4[m\Omega]$ )

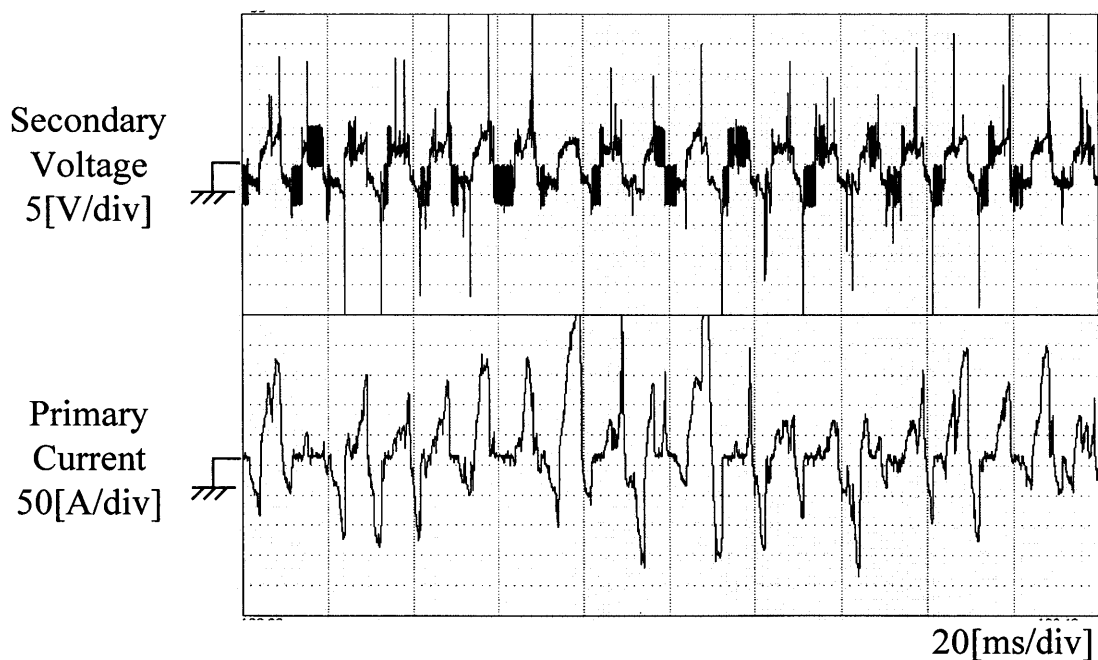


図 5-4 電圧・電流波形 (②ファイナル過程  $I_{ref}=54.6[A]$ ,  $R_{ref}=2.4[m\Omega]$ )

図 5-1, 5-2 より, 溶接起動時からフラッシュ発生が少なく大半がブリッジであり, ファイナル過程でも大半がブリッジであることから, ジュール加熱主体を実現できていることがわかる。

図 5-3, 5-4 より, 溶接起動時からフラッシュ発生が多く, ファイナル過程でも大半がフラッシュであることから, 連続フラッシュ主体を実現できていることがわかる。

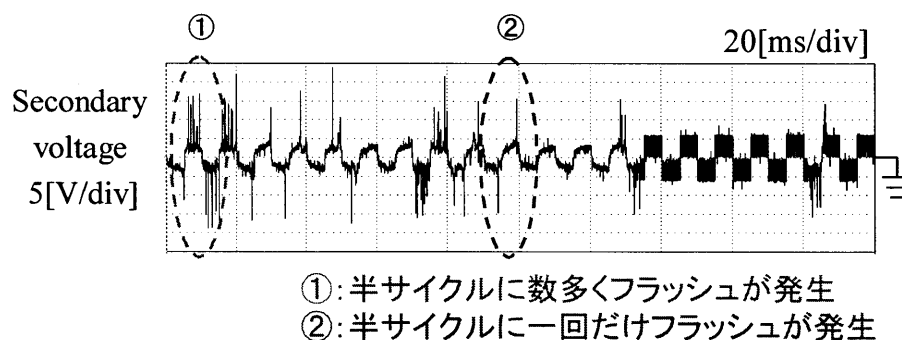
次に, 方形波交流フラッシュにおけるハイブリッド制御の効果を定量的に確認する。

溶接起動時から 15 秒後までの 3 秒ごとに 1 秒間あたりのフラッシュ発生率を求め, 各時間に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を求めた。

フラッシュ発生率の定義を図 5-5 に示す。ここで半サイクルに一回でもフラッシュが発生していればその半サイクルはフラッシュとみなし, フラッシュ発生率とは「フラッシュ発生半サイクル数/一定時間の半サイクル数」と定義する。また, ブリッジの発生数は「一定時間の半サイクル数-フラッシュ発生半サイクル数-オープン半サイクル数」とする。

実験①において, フラッシュ過程の時間に対するフラッシュ発生率の変化を図 5-6 に, ブリッジ発生率の変化を図 5-7 に, オープン発生率の変化を図 5-8 に示す。

実験②において, フラッシュ過程の時間に対するフラッシュ発生率の変化を図 5-9 に, ブリッジ発生率の変化を図 5-10 に, オープン発生率の変化を図 5-11 に示す。



半サイクルに一回でもフラッシュが発生していれば  
その半サイクルはフラッシュ発生と見做す

$$\text{発生率} = \frac{\text{フラッシュ発生半サイクル数}}{\text{一定時間の半サイクル数}}$$

図 5-5 フラッシュ発生率の定義



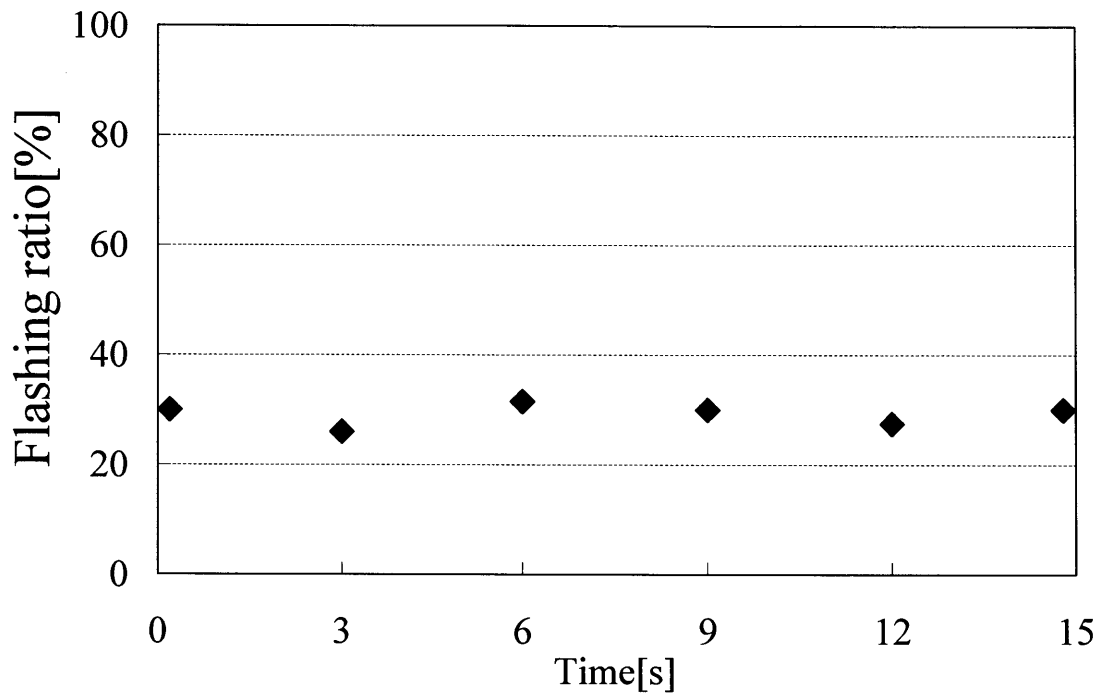


図 5-6 フラッシュ発生率 (①  $I_{ref}=109.2[A]$ ,  $R_{ref}=1.2[m\Omega]$ )

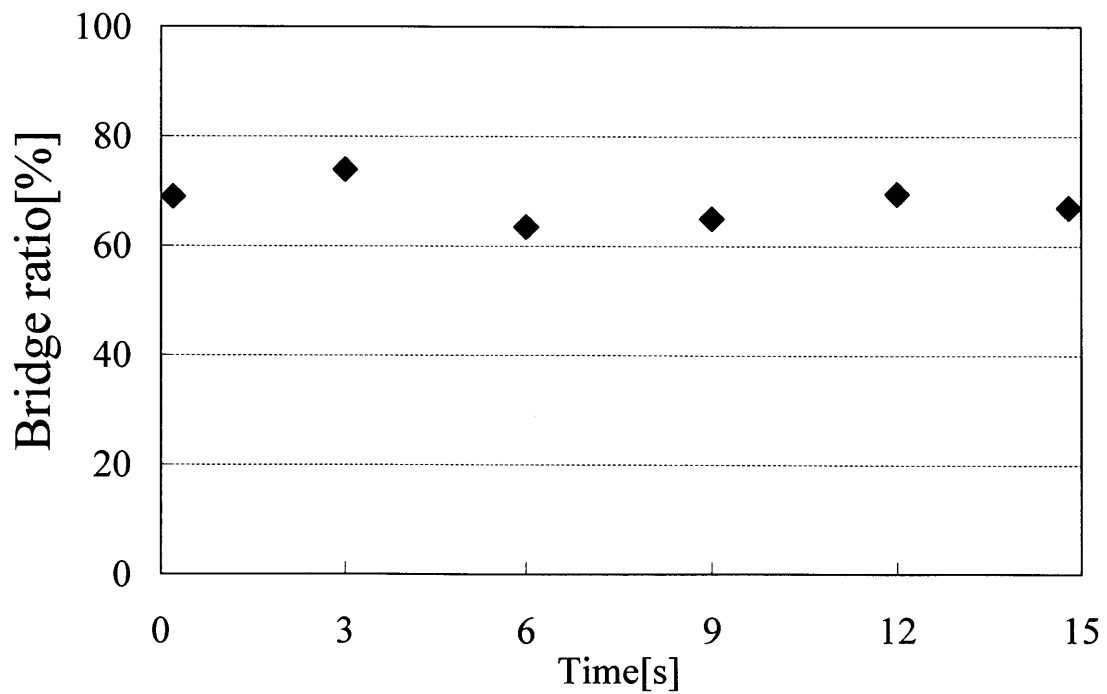


図 5-7 ブリッジ発生率 (①  $I_{ref}=109.2[A]$ ,  $R_{ref}=1.2[m\Omega]$ )

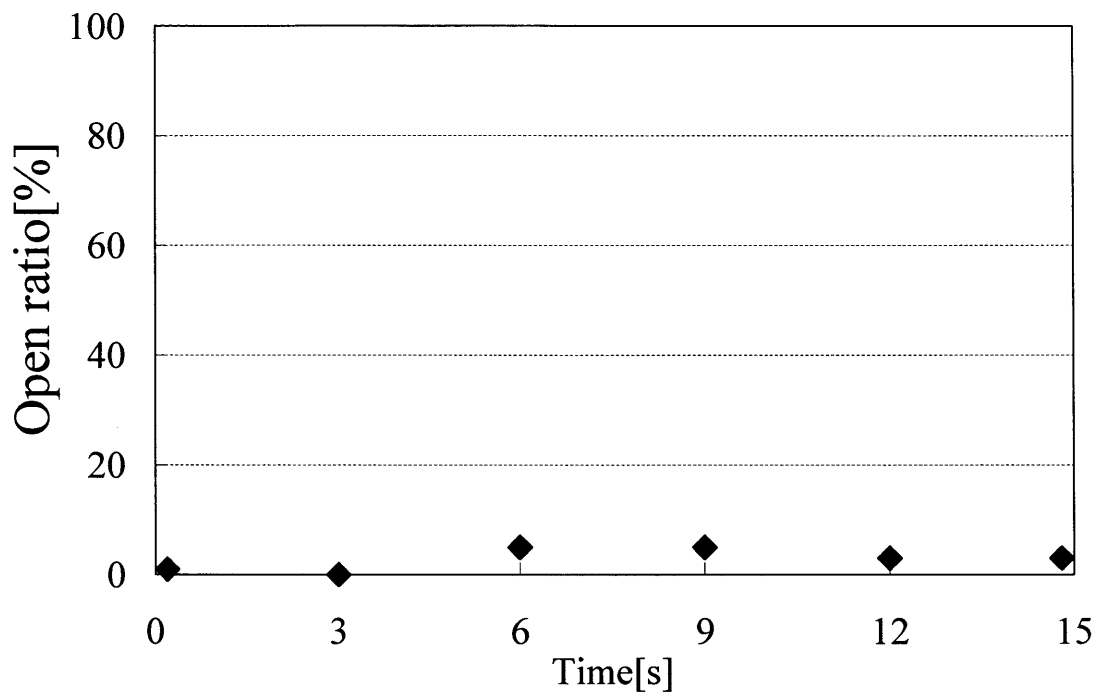


図 5-8 オープン発生率 (①  $I_{ref}=109.2[A]$ ,  $R_{ref}=1.2[m\Omega]$ )

図 5-6～5-8 より，フラッシュ発生率，ブリッジ発生率，オープン発生率ともに溶接起動時からファイナル過程までほぼ一定となっている。

フラッシュ発生率は約 30%と低く，ブリッジ発生率は約 65%と高くなっていることからジュール加熱主体を実現できていることがわかる。オープン発生率は，フラッシュ発生が少なくブリッジ発生が多いことから約 5%と低くなっている。

以上のことから，インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$  とメカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  をジュール加熱優先の条件に設定することで，部材端面の加熱の手段として有効であることが明らかになった。

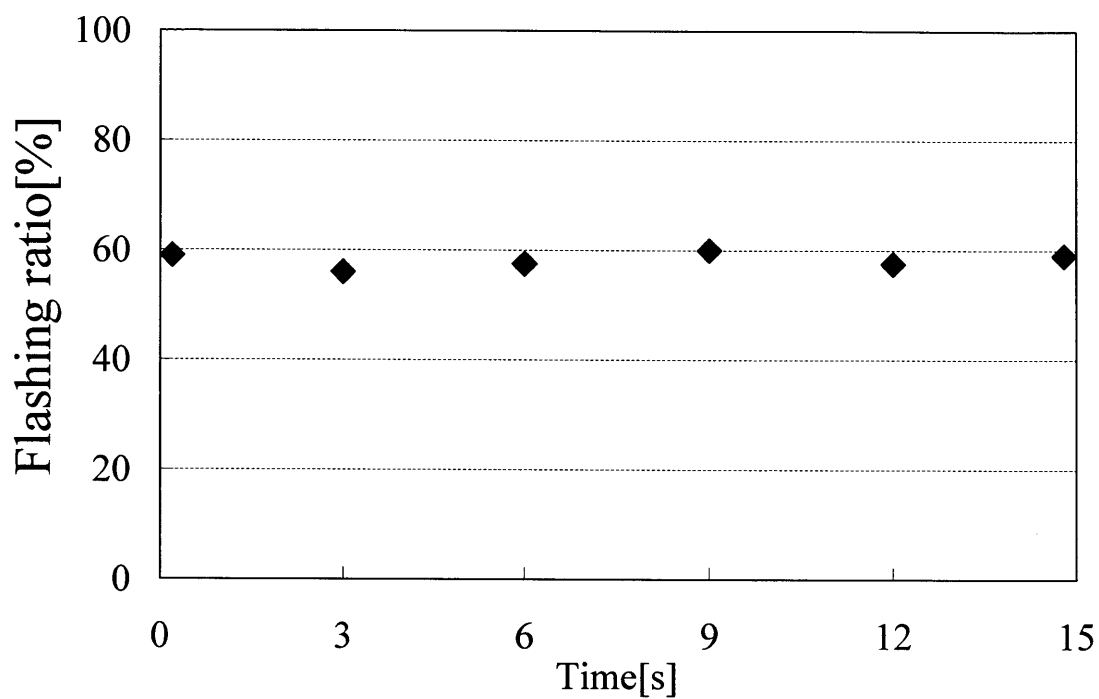


図 5-9 フラッシュ発生率 (②  $I_{ref}=54.6[A]$ ,  $R_{ref}=2.4[m\Omega]$ )

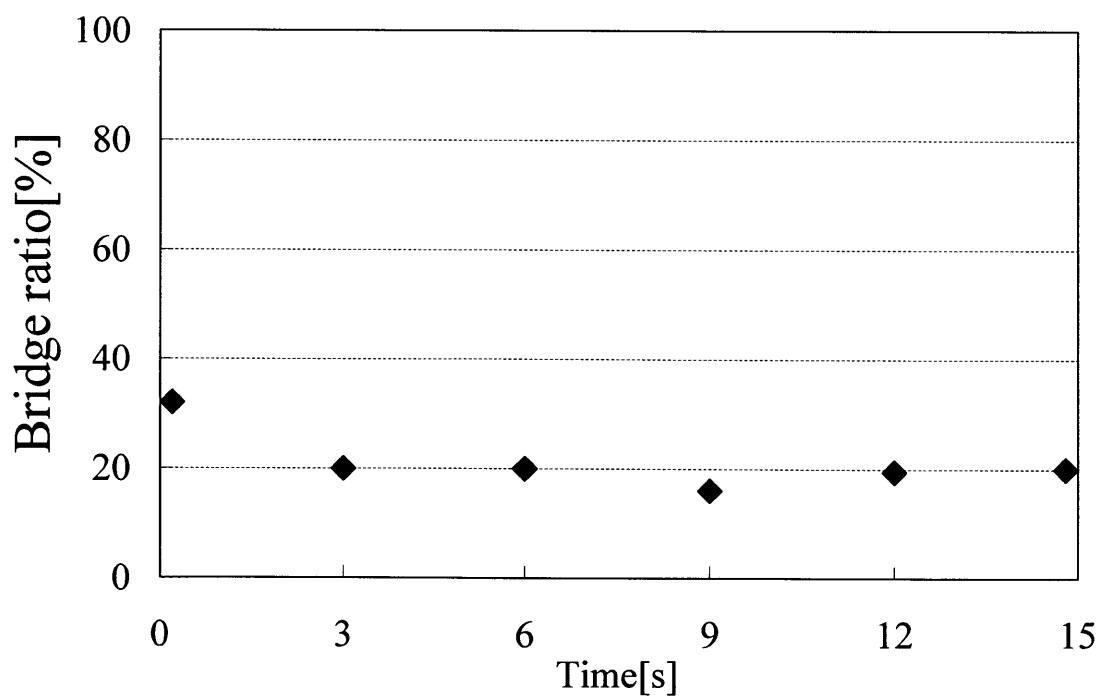


図 5-10 ブリッジ発生率 (①  $I_{ref}=54.6[A]$ ,  $R_{ref}=2.4[m\Omega]$ )

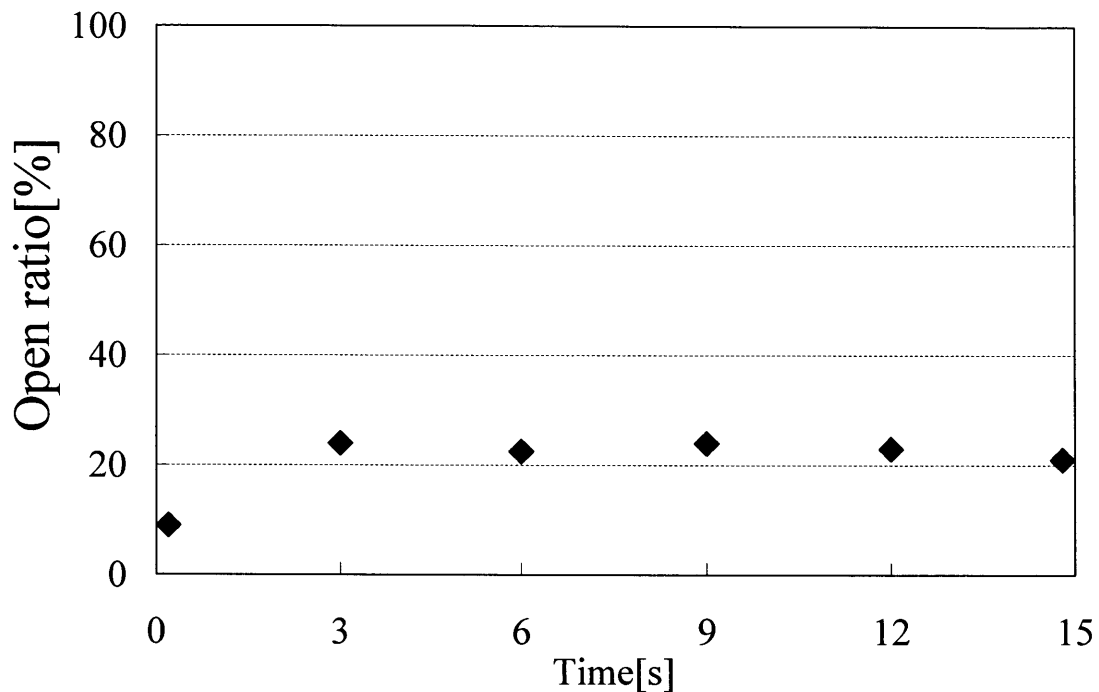


図 5-11 オープン発生率 (②  $I_{ref}=54.6[A]$ ,  $R_{ref}=2.4[m\Omega]$ )

図 5-9～5-11 より，フラッシュ発生率，ブリッジ発生率，オープン発生率ともに溶接起動時からファイナル過程までほぼ一定となっている。

フラッシュ発生率は約 60%と高く，ブリッジ発生率は約 20%と低くなっていることから連続フラッシュ主体を実現できていることがわかる。オープン発生率は，フラッシュ発生が多くブリッジ発生が少ないことから約 20%と高くなっている。

以上のことから，インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$  とメカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  を連続フラッシュ優先の条件に設定することで，連続してフラッシュを発生させる手段として有効であることが明らかになった。

さらに、図 5-12 に各基準値の違いによる溶接起動時から 15 秒間の部材損失、つまりバーンオフ損失を示す。

インバータ制御の電流基準値とメカニカル制御の抵抗基準値を各々ジュール加熱優先の基準値（実験内容①,  $I_{ref}=109.2\text{A}$ ,  $R_{ref}=1.2\text{m}\Omega$ ）に設定するとバーンオフ損失が少なくなり、連続フラッシュ優先の基準値（実験内容②,  $I_{ref}=54.6\text{A}$ ,  $R_{ref}=2.4\text{m}\Omega$ ）に設定するとバーンオフ損失が多くなっている。

つまり、フラッシュ発生を抑制することでバーンオフ損失を著しく少なくできることが確認された。

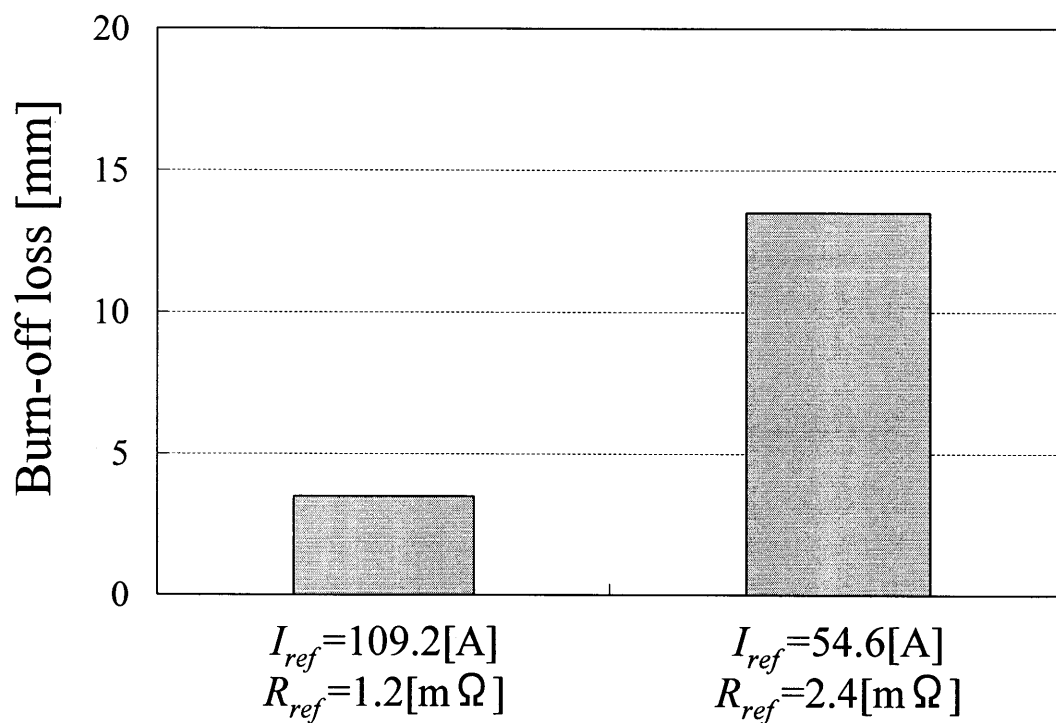


図 5-12 基準値の違いによるバーンオフ損失

## 5.2 ハイブリッドプロセス制御実験

本節では、方形波交流フラッシュにおいて、提案するハイブリッドプロセス制御を行う。インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$ ，メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  とともに時間  $t$  の  $n$  次関数で制御する。

実験条件を以下に示す。

- ・インバータ DC リンク電圧：280[V]
- ・インバータ出力周波数：100[Hz]
- ・キャリア周波数：16[kHz]
- ・インバータ初期変調率：60[%]
- ・溶接部材：20φ軟鋼丸棒
- ・溶接時間：15 秒
- ・部材送り：R 検出 PI 部材送り制御 (P ゲイン： $K_p=4.26$ , I ゲイン： $K_I=1.0$ )
- ・インバータ制御：一次電流検出フルパワー制御
- ・制御パラメータ

$$I_{ref}(t) = I_0 + k_{Fn} t^n \quad (n=1,2,3,6,10,20)$$

$$R_{ref}(t) = R_0 + k_{Pn} t^n \quad (n=1,2,3,6,10,20)$$

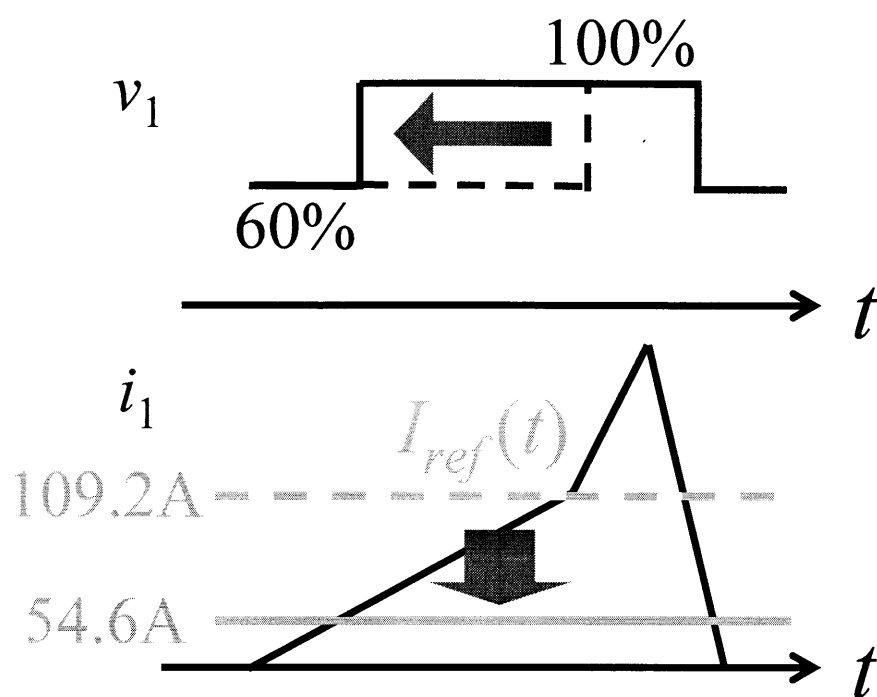
### <実験内容>

電流基準値  $I_{ref}=109.2[\text{A}] \rightarrow 54.6[\text{A}]/15[\text{s}]$ ,

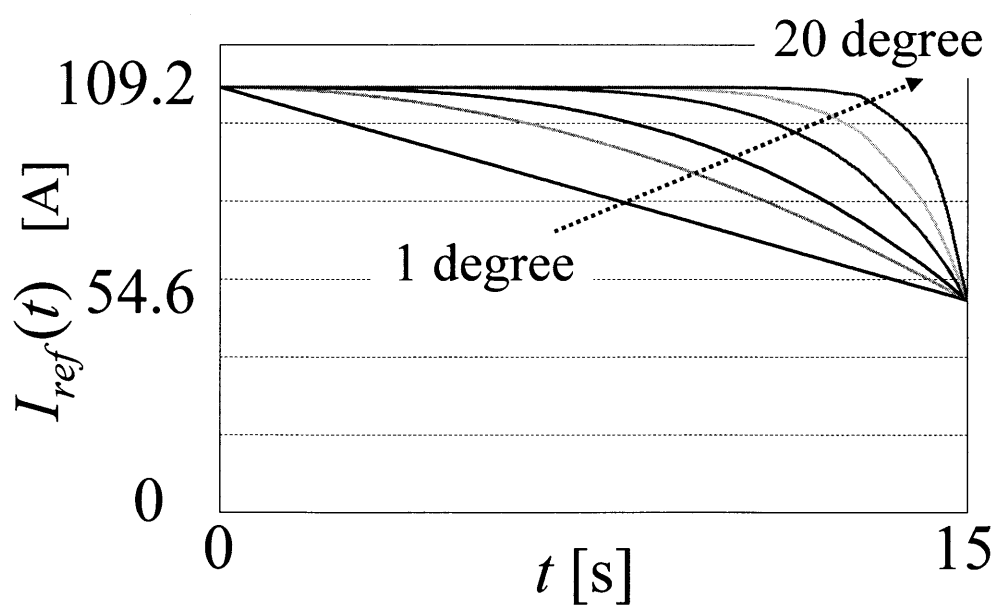
抵抗基準値  $R_{ref}=1.2[\text{m}\Omega] \rightarrow 2.4[\text{m}\Omega]/15[\text{s}]$ , ( $n=1 \sim 20$ )

メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  を溶接起動時ジュール加熱，アブセット直前連続フラッシュとなる条件（図 5-13(a)，図 5-14(a)）とし，その間を時間  $t$  の  $n$  次関数で変化させる。今回用いた時間関数は図 5-13(b)，図 5-14(b)に示すように  $I_{ref}(t) = I_0 + k_{Fn} t^n$ ， $R_{ref}(t) = R_0 + k_{Pn} t^n$  で  $n=1,2,3,6,10,20$  とし，溶接時間  $t$  は 15 秒とした。 $I_0$  は 109.2[A]とし  $k_{Fn}$  は 15 秒後に 109.2[A]となるように設定した。 $R_0$  は 1.2[mΩ]とし  $k_{Pn}$  は 15 秒後に 2.4[mΩ]となるように設定した。時間関数の設定法は，加熱過程の値とファイナル過程の値を直線的に結ぶことで 1 次関数を決定し，その後 20 次関数を決定し，1 次から 20 次までのスパンが等間隔になるように任意に決定した。また，20 次以降はファイナル過程で急激に変化し，20 次関数とほぼ同様の变化の仕方であったため，20 次関数までの検討とした。

図 5-15 に  $n=1$  の溶接起動時，ファイナル過程の電極間電圧・一次電流波形を，図 5-16 に  $n=20$  の溶接起動時，ファイナル過程の電極間電圧・一次電流波形を示す。

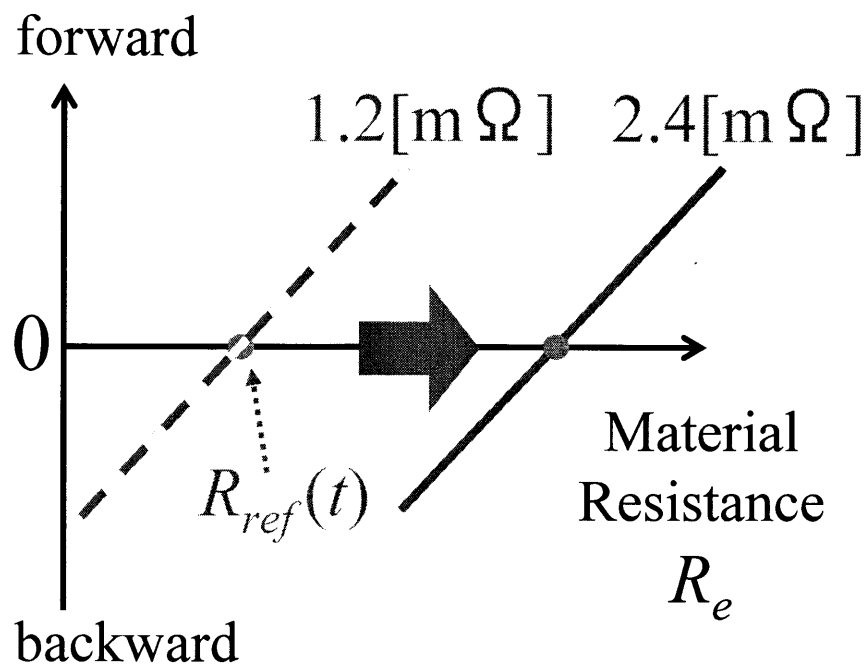


(a)  $I_{ref}(t)$ と変調率

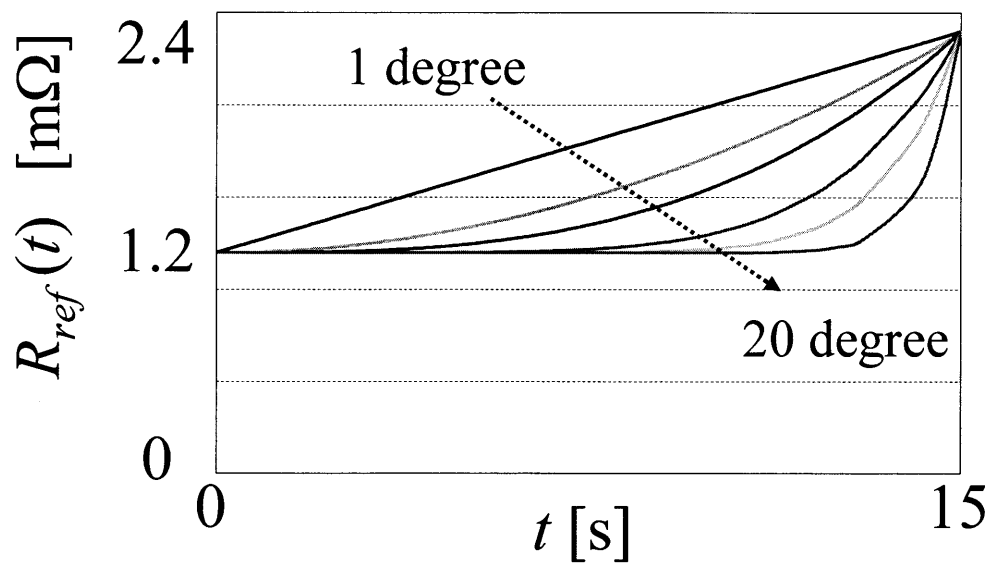


(b)  $I_{ref}(t)$ と時間の関数

図 5-13 時間と  $I_{ref}(t)$  の関数



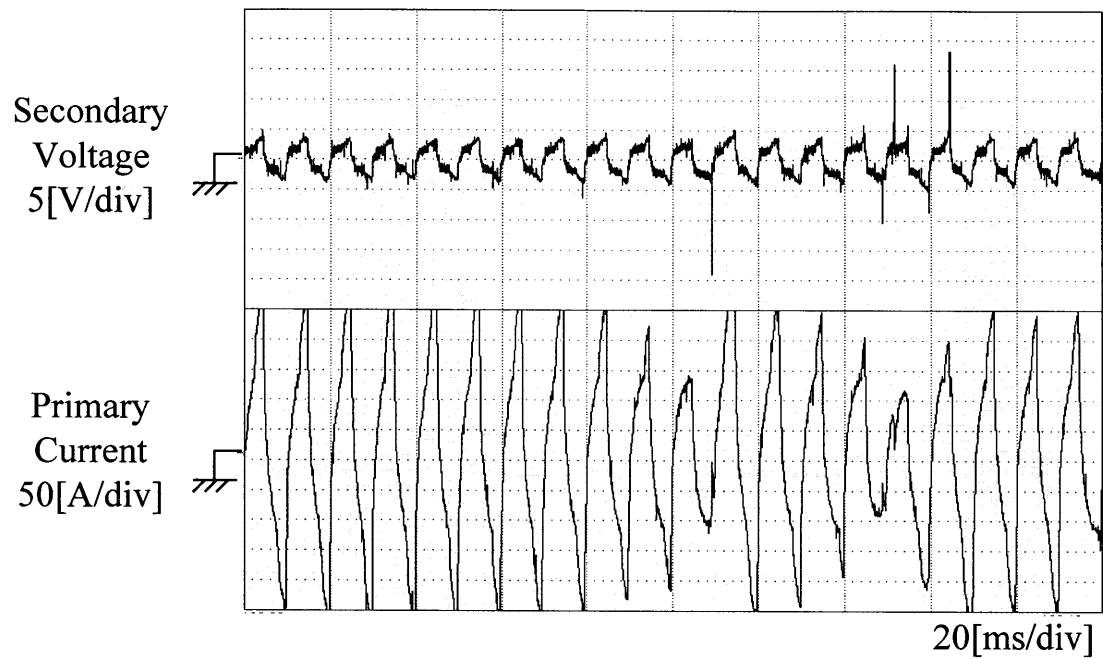
(a)  $R_{ref}(t)$ と速度



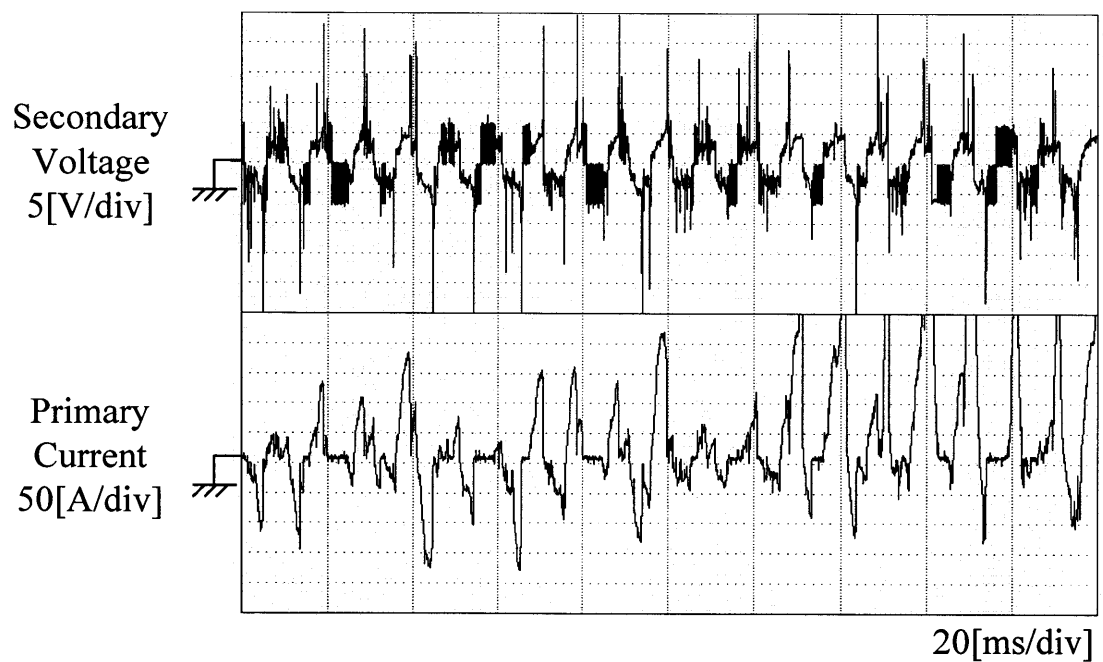
(b)  $R_{ref}(t)$ と時間の関数

図 5-14 時間と  $R_{ref}(t)$  の関数



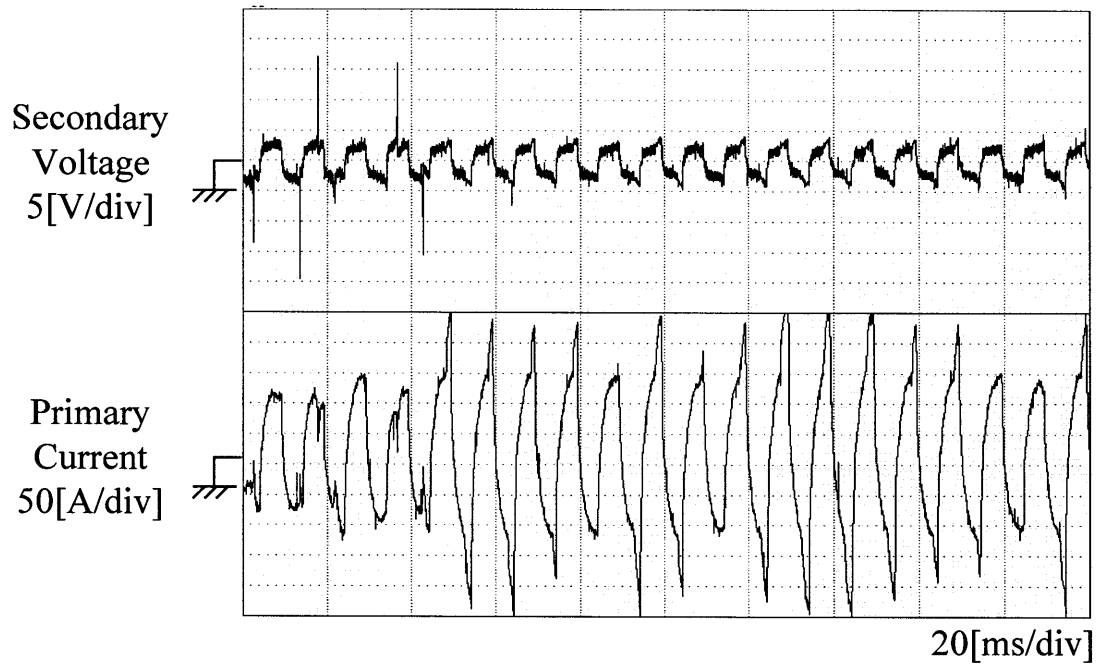


(a) 電圧・電流波形（溶接起動時）

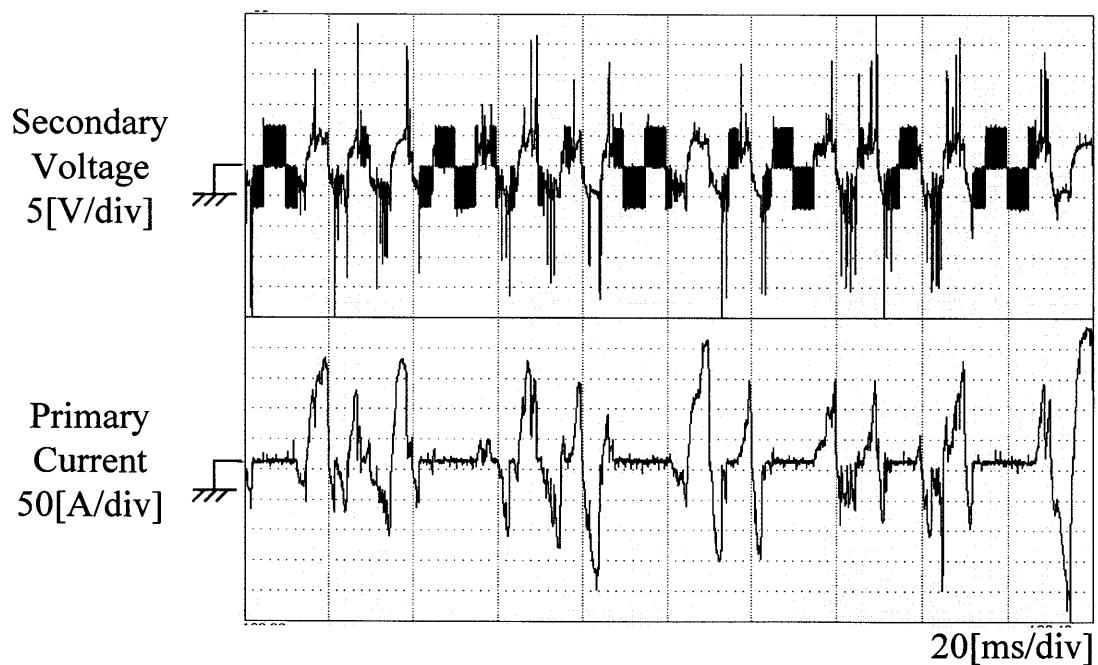


(b) 電圧・電流波形（ファイナル過程）

図 5-15  $I_{ref}=109.2[A] \rightarrow 54.6[A]/15[s]$ ,  $R_{ref}=1.2[m\Omega] \rightarrow 2.4[m\Omega]/15[s]$ ,  $n=1$



(a) 電圧・電流波形（溶接起動時）



(b) 電圧・電流波形（ファイナル過程）

図 5-16  $I_{ref}=109.2[A] \rightarrow 54.6[A]/15[s]$ ,  $R_{ref}=1.2[m\Omega] \rightarrow 2.4[m\Omega]/15[s]$ ,  $n=20$

図 5-15(a), 5-16(a)より, 溶接起動時はフラッシュ発生が少なく大半がブリッジであり, ジュール加熱主体が実現できていることがわかる。また, 図 5-15(b), 5-16(b)よりファイナル過程はフラッシュ発生が多いことから, 連続フラッシュ主体が実現できていることがわかる。

次に, 方形波交流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御の効果を定量的に確認する。

溶接起動時から 15 秒後までの 3 秒ごとに 1 秒間あたりのフラッシュ発生率を求め, 各時間に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を求めた。時間に対するフラッシュ発生率を図 5-17 に, ブリッジ発生率を図 5-18 に, オープン発生率を図 5-19 に示す。さらに, 図 5-20 に 15 秒間のバーンオフ損失を示す。

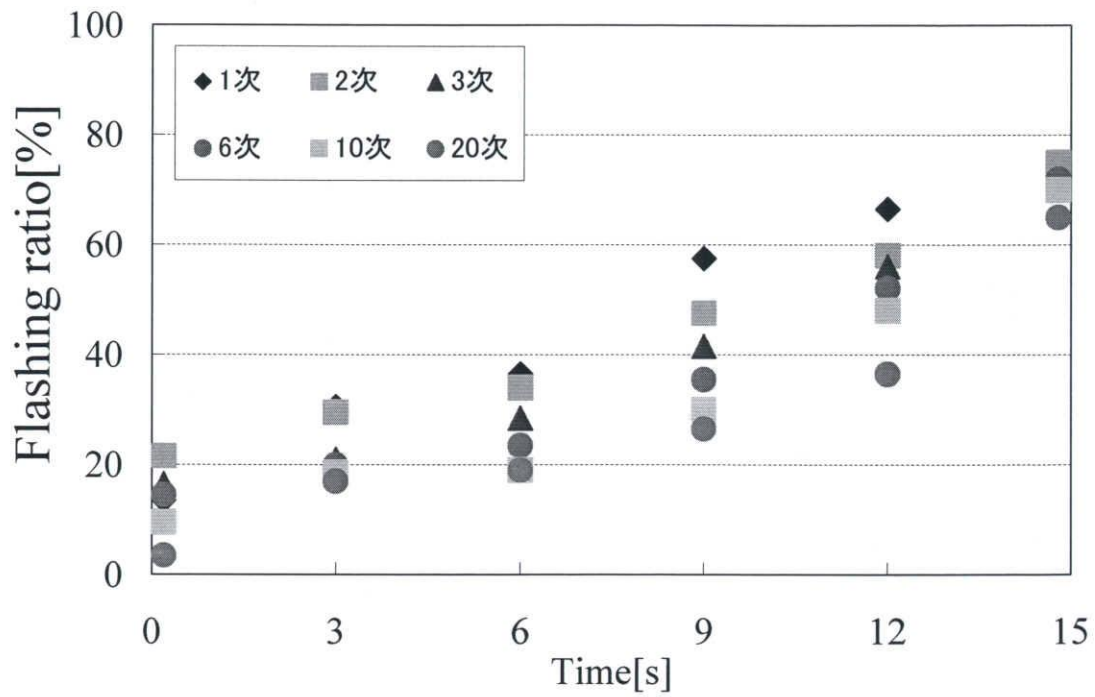


図 5-17 フラッシュ発生率

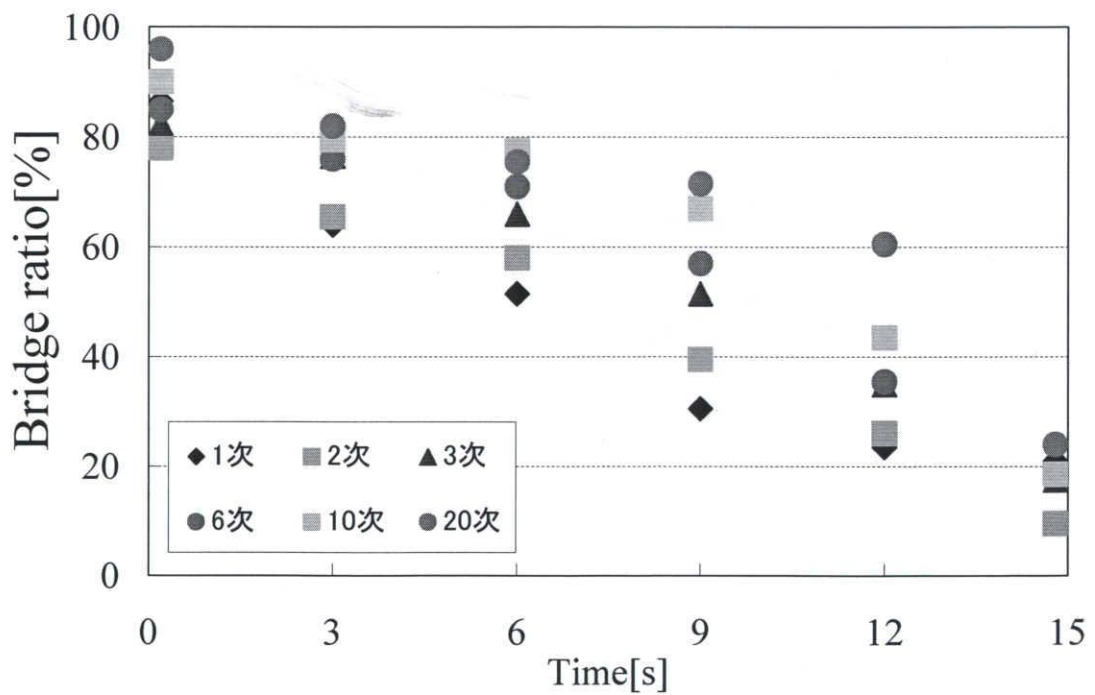


図 5-18 ブリッジ発生率

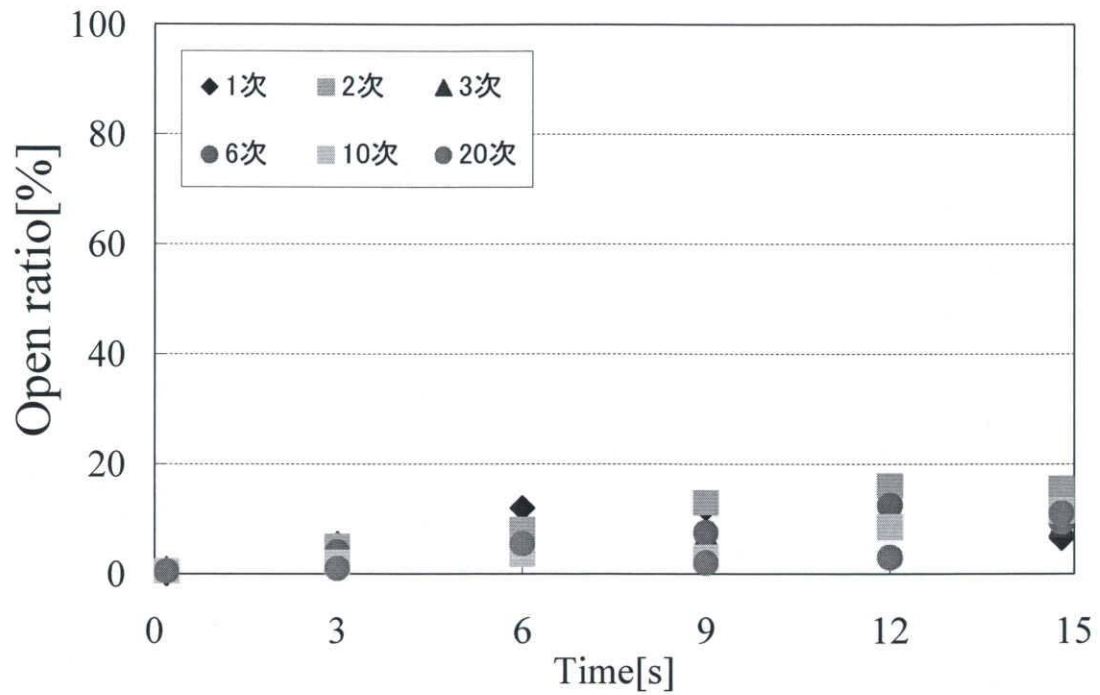


図 5-19 オープン発生率

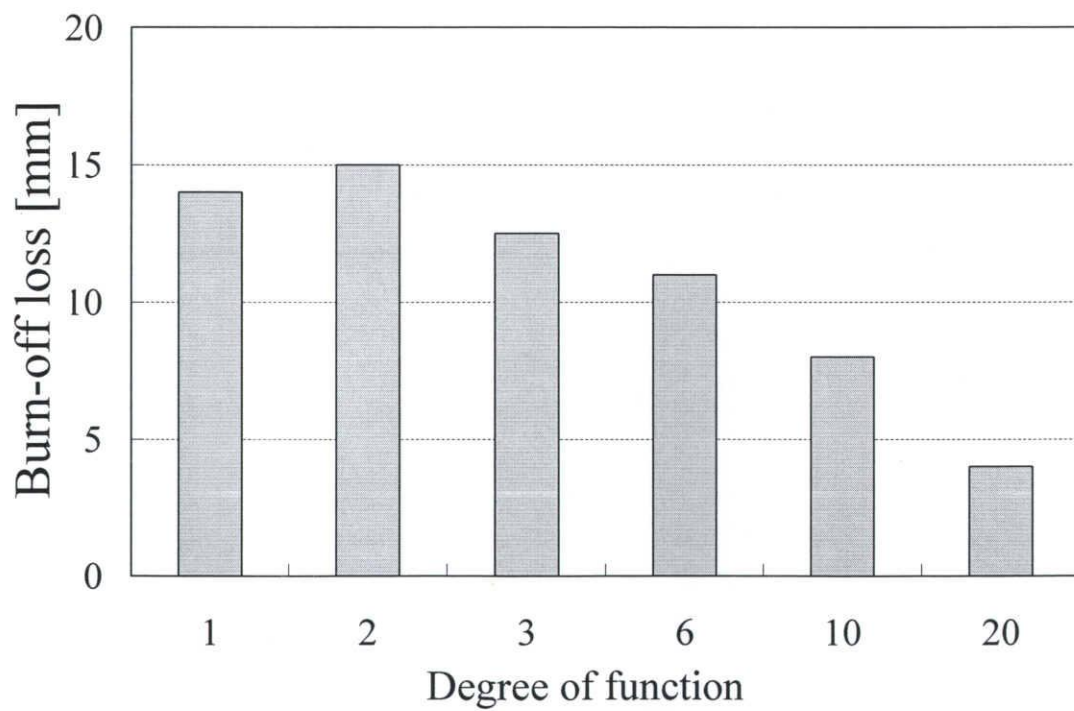


図 5-20 バーンオフ損失

図 5-17～5-19 より, 溶接起動時はフラッシュの発生が少なくブリッジの発生が多い。フラッシュ発生率は時間とともに増加していき, 15 秒後ではブリッジの発生が最も少なくフラッシュ発生率は最も大きくなっている。オープンの発生は全体的に少ない。

よって, 方形波交流フラッシュ溶接においてハイブリッドプロセス制御が実現されていることが定量的に確認できた。

また, 各基準値  $I_{ref}(t)$ ,  $R_{ref}(t)$  の次数  $n$  が小さい場合は早期にフラッシュの発生率が高くなっているのに対して, 次数  $n$  が大きい場合はフラッシュの発生率が低次よりも遅いことがわかる。つまり, 各発生率の時間的変化は基準値の時間関数の次数  $n$  によって制御可能であることが明らかになった。

さらに, 図 5-20 より次数  $n$  が大きいほどバーンオフ損失が減少しており, 1 次関数の 15mm と比べ 20 次関数では 5mm 以下と著しく減少していることが確認できる。つまり, バーンオフ損失も各基準値の時間関数の次数  $n$  によって制御可能であることが明らかになった。

次に, 各時間における  $I_{ref}(t)$  と  $R_{ref}(t)$  の値を各関数から計算で求め,  $I_{ref}(t)$  の変化に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率と,  $R_{ref}(t)$  の変化に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を求めた。 $I_{ref}(t)$  に対する各発生率の変化を図 5-21～5-23 に,  $R_{ref}(t)$  に対する各発生率の変化を図 5-24～5-26 に示す。

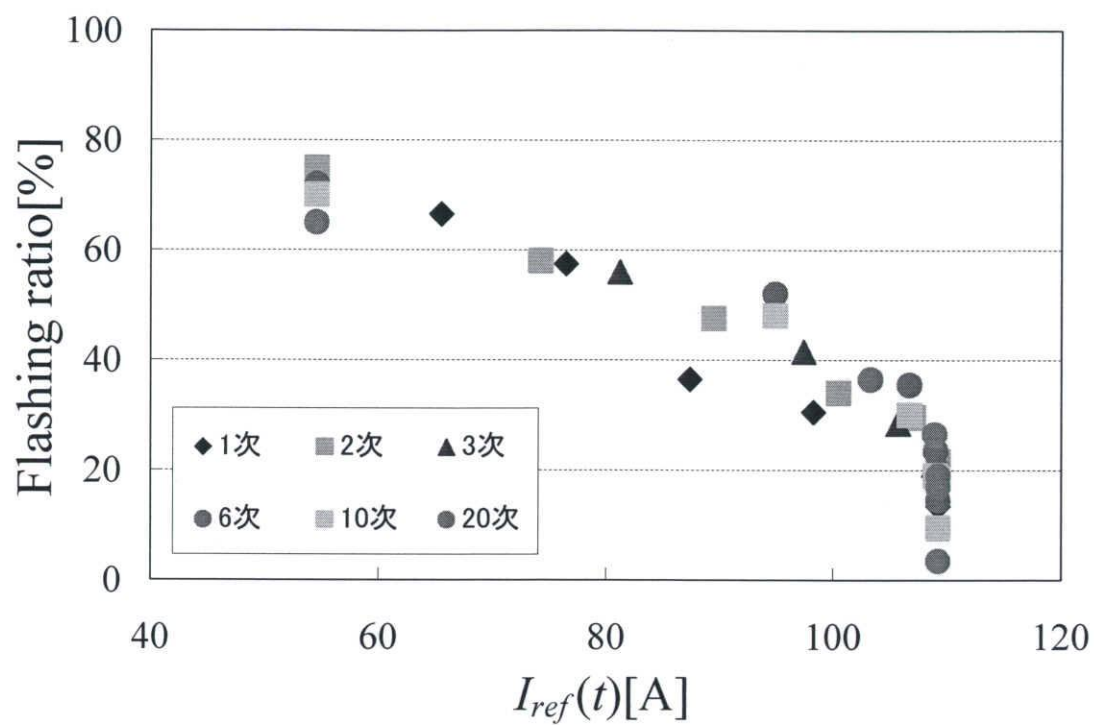


図 5-21  $I_{ref}(t)$ に対するフラッシュ発生率

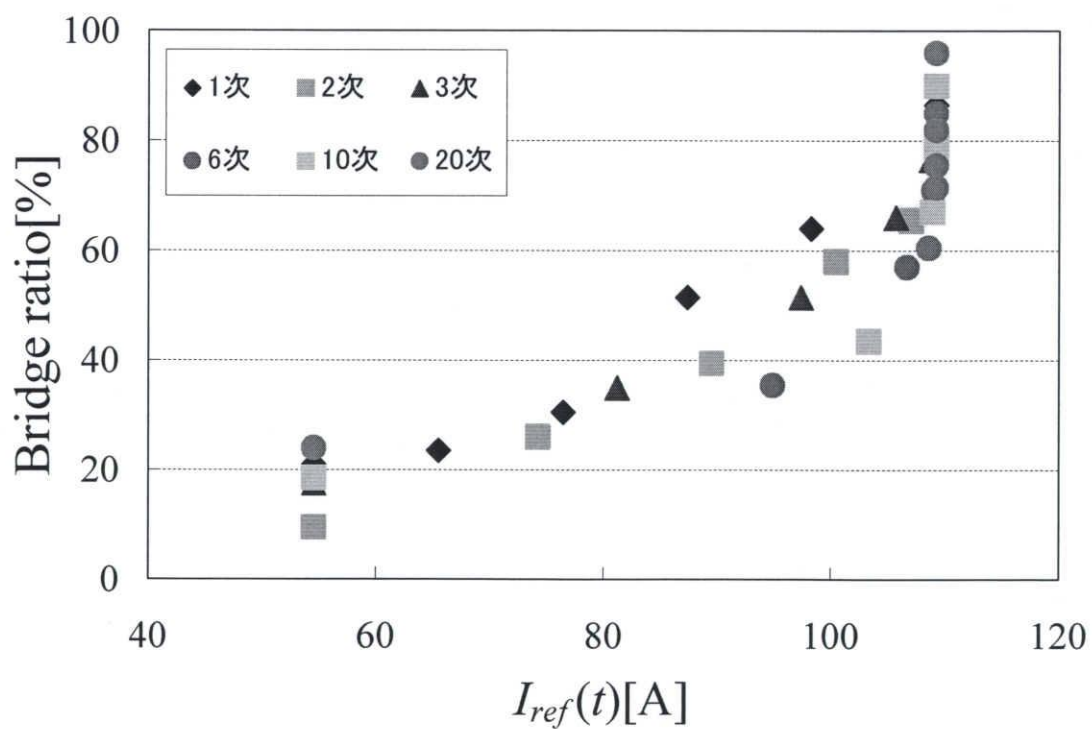


図 5-22  $I_{ref}(t)$ に対するブリッジ発生率

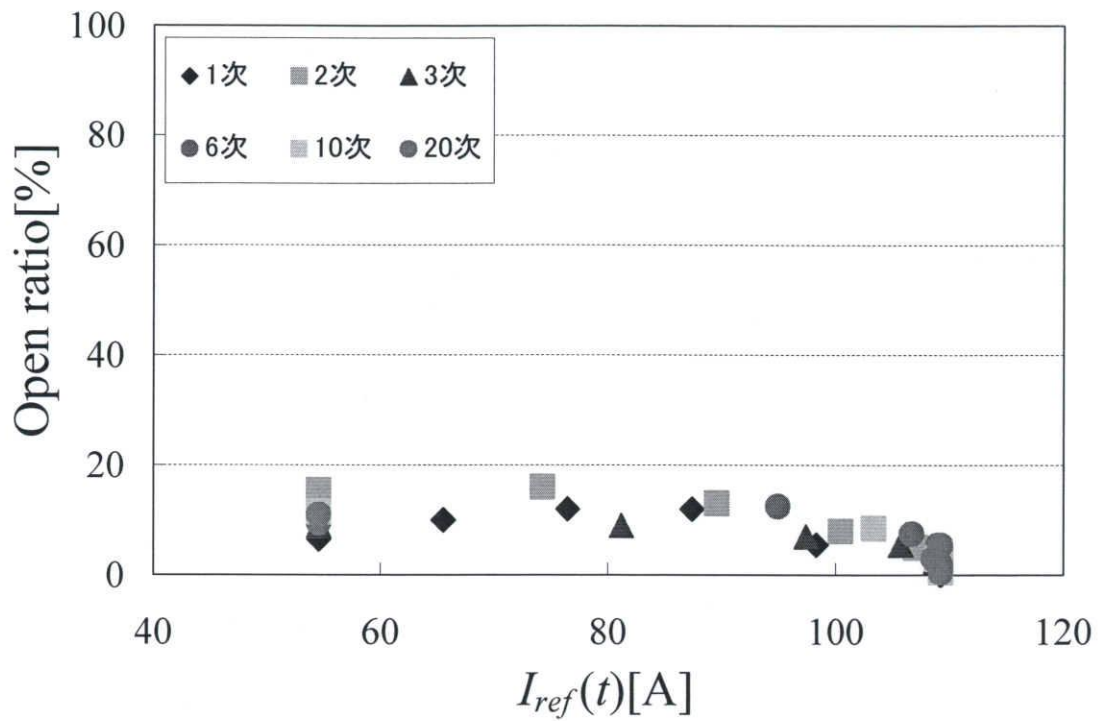


図 5-23  $I_{ref}(t)$ に対するオープン発生率

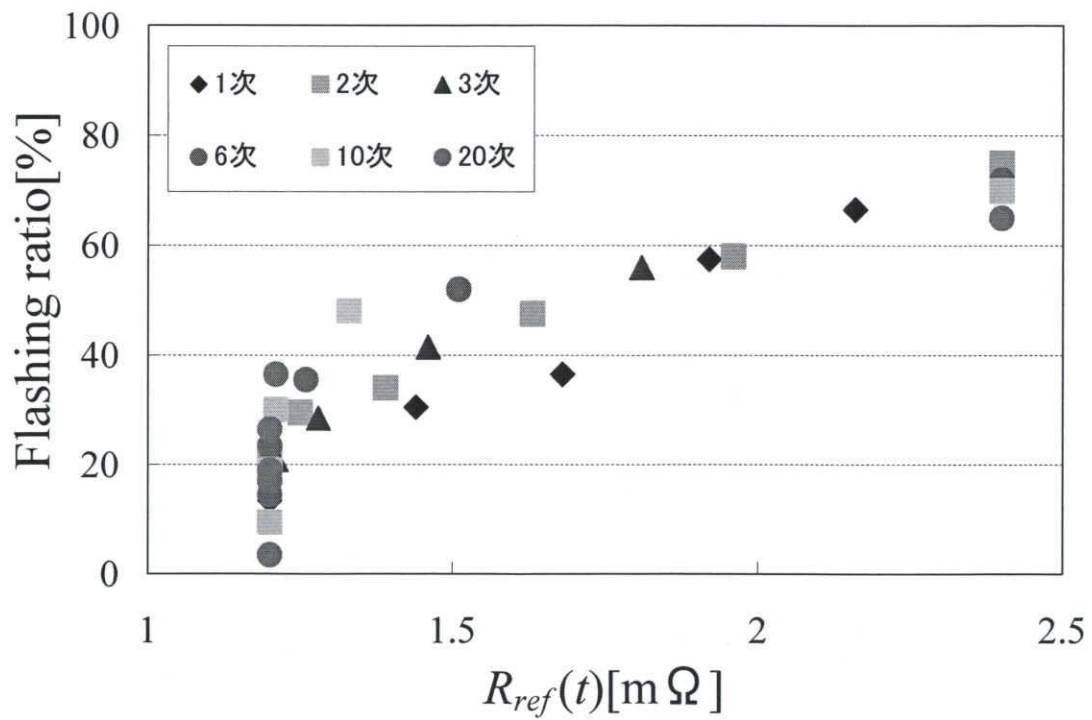


図 5-24  $R_{ref}(t)$ に対するフラッシュ発生率



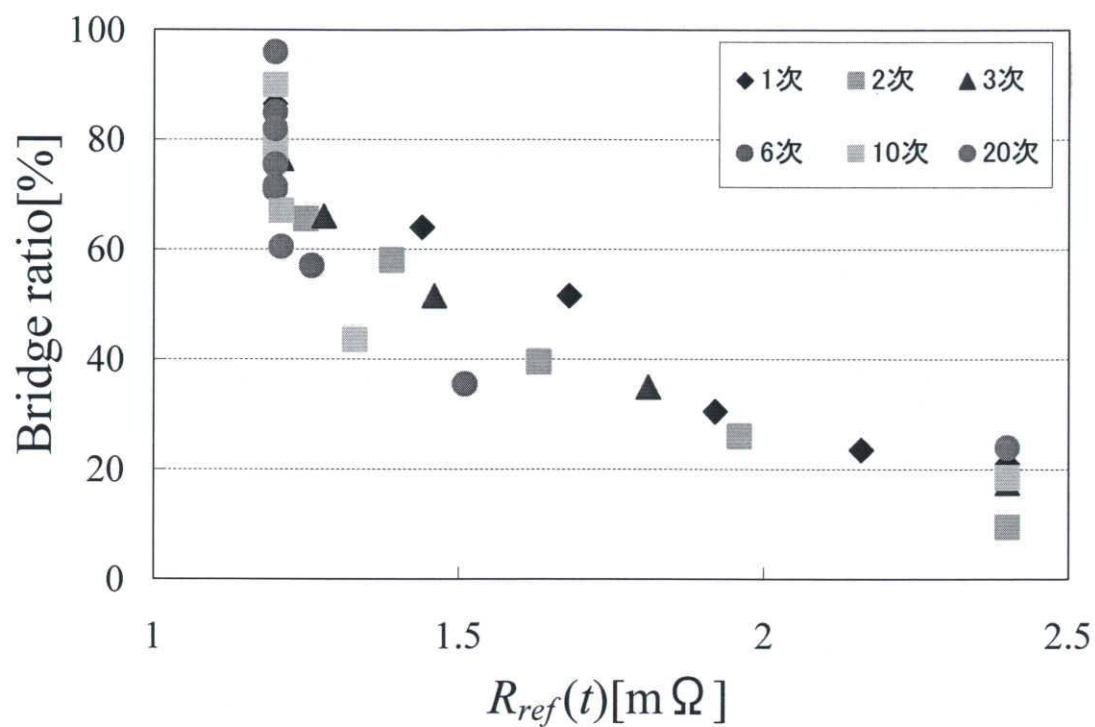


図 5-25  $R_{ref}(t)$ に対するブリッジ発生率

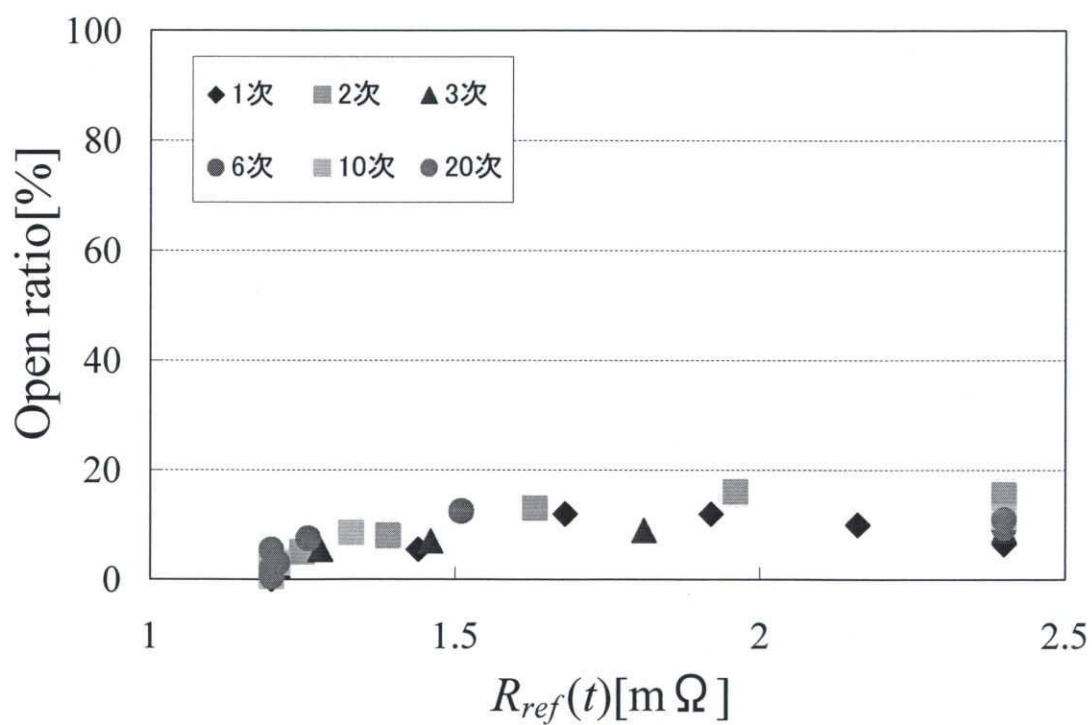


図 5-26  $R_{ref}(t)$ に対するオープン発生率

図 5-17～5-19 に示すように横軸を時間で整理した場合は関数によって発生率の増加の仕方が異なっているのに対して，図 5-21～5-26 のように横軸を各基準値  $I_{ref}(t)$ ， $R_{ref}(t)$  どちらで整理しても関数の次数  $n$  に関わらず一つの曲線に収束していることが確認できる。

以上の結果より，フラッシュ発生率，ブリッジ発生率，オープン発生率と基準値  $I_{ref}(t)$ ， $R_{ref}(t)$  との間には良い相関があることがわかる。

以上より，基準値  $I_{ref}(t)$ ， $R_{ref}(t)$  はフラッシュ発生率，ブリッジ発生率，オープン発生率を制御できる良いパラメータであることが明らかになった。

### 5.3 考察

方形波交流フラッシュにおけるハイブリッド制御実験結果とハイブリッドプロセス制御実験結果を比較し考察する。

まず、方形波交流フラッシュにおけるハイブリッド制御についてまとめる。

図 5-6～5-11 より、インバータ制御、メカニカル制御各々の基準値をジュール加熱優先の値と連続フラッシュ優先の値に設定することによって、フラッシュ発生率は約 30%～60%の変動幅、ブリッジ発生率は約 20%～65%の変動幅、オープン発生率は約 5%～20%の変動幅があることがわかる。しかも、各発生率は溶接時間 15 秒間でほぼ一定であることが明らかになった。さらに、連続フラッシュ優先の値に設定することでバーンオフ損失が著しく増加することが明らかになった。

次に、方形波交流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御についてまとめる。

図 5-17～5-19 より、ハイブリッドプロセス制御を適用し、各基準値を時間  $t$  の  $n$  次関数で制御すると、溶接起動時はフラッシュ発生が少なくブリッジ発生が多くなっており、ファイナル過程ではフラッシュ発生率は最も高くブリッジ発生率は最も低くなっていることがわかる。また、各発生率は時間とともに変化し、フラッシュ発生率は約 5%～75%の変動幅、ブリッジ発生率は約 10%～95%の変動幅、オープン発生率は約 2%～15%の変動幅があり、各基準値の次数  $n$  を変えることでフラッシュ発生率とブリッジ発生率の制御範囲を広げることができ、オープン発生率の範囲を狭めることが可能であることが明らかになった。さらに、各基準値の次数  $n$  を大きくすることでバーンオフ損失が少なくなっており、バーンオフ損失も広範囲に制御できることが明らかになった。

以上より、方形波交流フラッシュにおいてインバータ制御、メカニカル制御を各々単独で制御するよりも、ハイブリッド制御を適用することで相乗効果によりフラッシュ発生率、ブリッジ発生率、オープン発生率、バーンオフ損失の制御範囲を大きくできることが明らかになった。さらに、各基準値を時間  $t$  の  $n$  次関数で制御するプロセス制御を適用することで、時間変化に伴い加熱の程度やフラッシュ発生数、バーンオフ損失を制御することができ、ハイブリッド制御よりも更なる制御範囲の拡大に繋がることが明らかになった。

したがって、方形波交流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御は非常に有効な制御であると結論づけられる。

## 第6章 直流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御

これまでのインバータ制御に関する研究は専ら方形波交流フラッシュ溶接のみであり、直流フラッシュ溶接にインバータ電源を適用した事例は報告されているが(NKK, 日本鋼管株式会社), 本論文のようにインバータ制御を適用した事例は報告されていない。交流フラッシュでは溶接機二次導体部分のインダクタンスの影響により短絡電流が制限され大断面積溶接に不向きである。しかし, 直流フラッシュではインダクタンスの影響を少なくできるため, さらに大きな短絡電流を確保することができ大断面積溶接が可能となる。さらに, 高周波化すると交流フラッシュでは二次導体部分のインダクタンスによりフラッシュ発生に必要な電流が確保できずフラッシュが発生しないが, 直流フラッシュではインダクタンスの影響を無視できるためフラッシュが発生するので, 高周波化により溶接トランスの小型化が期待される。

また, 現在この直流フラッシュはメカニカル制御だけで行われており, インバータ制御は行われていない。そこで, この直流フラッシュに方形波交流フラッシュで提案されたインバータを用いたフラッシュ溶接制御を適用することで, さらに良いフラッシュ溶接ができると期待される。

本章では, 直流フラッシュにおいて, 方形波交流フラッシュで提案された制御が適用可能であることを検証する。

具体的には, 直流フラッシュにおいてメカニカル制御, インバータ制御が適用可能であることを検証し, 本研究で提案するハイブリッド制御, ハイブリッドプロセス制御についてフラッシュ実験を行い, その有用性を検証する。

## 6.1 メカニカル制御実験

本節では、直流フラッシュにおいてメカニカル制御を行う。PI 制御における、制御パラメータは基準値  $R_{ref}$  および P ゲイン  $K_p$  と I ゲイン  $K_I$  である。ここで、P ゲインと I ゲインは適切に設定するとゲインの影響は基準値ほど大きくないため、抵抗基準値  $R_{ref}$  のみを変えてフラッシュ実験を行い、抵抗基準値  $R_{ref}$  のフラッシュ発生に及ぼす影響について検討した。

実験条件を以下に示す。

- ・インバータ DC リンク電圧：280[V]
- ・インバータ出力周波数：700[Hz]
- ・キャリア周波数：16[kHz]
- ・インバータ変調率：100[%], 60[%]
- ・溶接部材：20 φ 軟鋼丸棒
- ・溶接時間：15 秒
- ・部材送り：R 検出 PI 部材送り制御 (P ゲイン： $K_p=2.13$ , I ゲイン： $K_I=1.0$ )
- ・抵抗基準値  $R_{ref}$ ：1.1[mΩ], 2.2[mΩ]

### <実験内容>

- ① インバータ変調率 100[%], 抵抗基準値  $R_{ref}=1.1$ [mΩ]
- ② インバータ変調率 100[%], 抵抗基準値  $R_{ref}=2.2$ [mΩ]
- ③ インバータ変調率 60[%], 抵抗基準値  $R_{ref}=1.1$ [mΩ]
- ④ インバータ変調率 60[%], 抵抗基準値  $R_{ref}=2.2$ [mΩ]

図 6-1 に実験①、図 6-2 に実験②、図 6-3 に実験③、図 6-4 に実験④の電極間電圧・二次電流波形をそれぞれ示す。

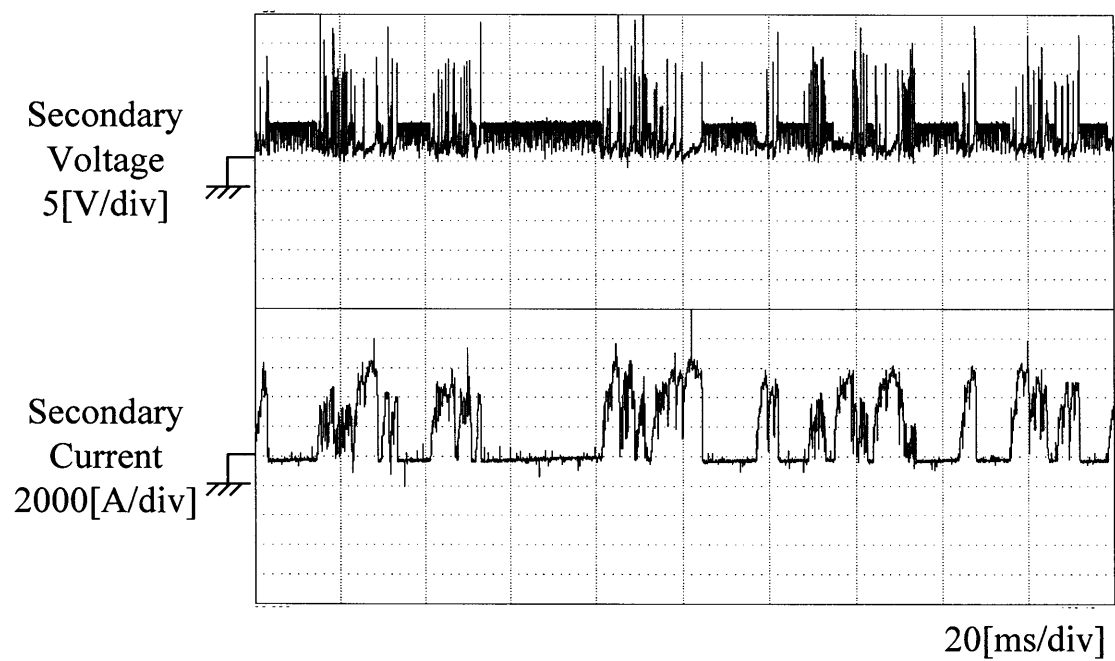


図 6-1 電圧・電流波形 (① 変調率 100[%],  $R_{ref}=1.1[\text{m}\Omega]$ )

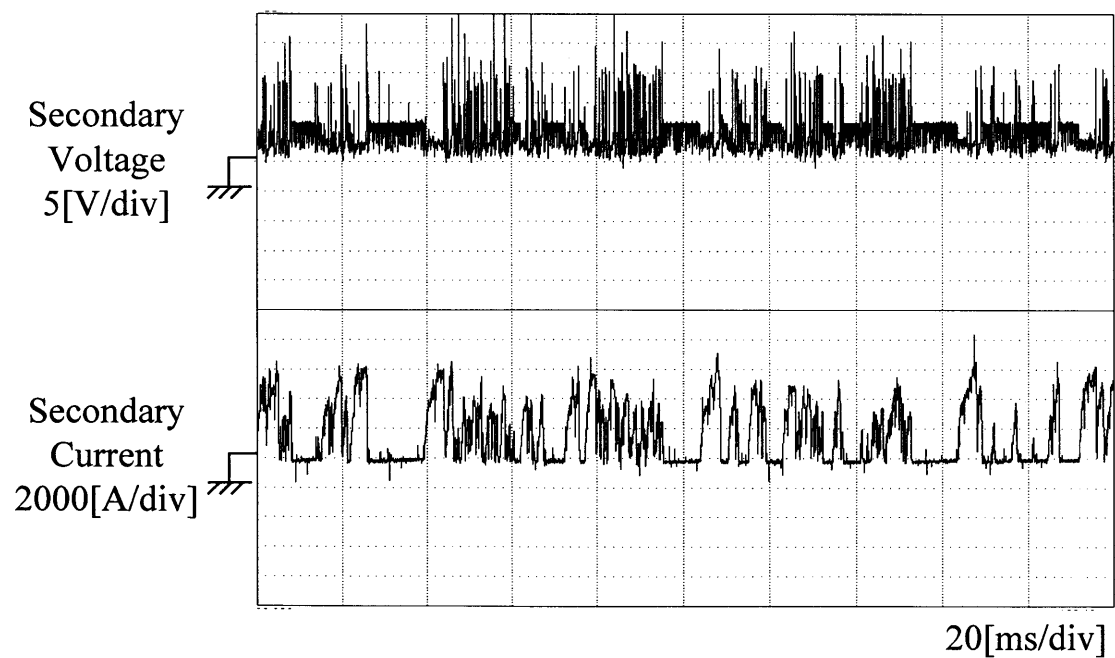


図 6-2 電圧・電流波形 (② 変調率 100[%],  $R_{ref}=2.2[\text{m}\Omega]$ )

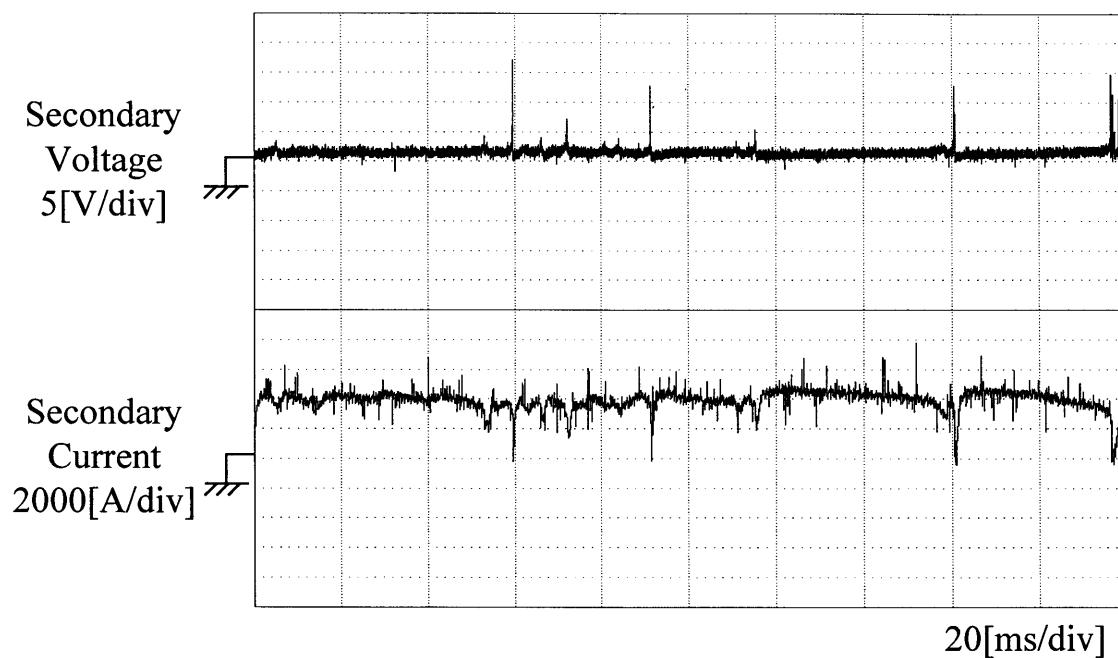


図 6-3 電圧・電流波形 (③ 変調率 60[%],  $R_{ref}=1.1[\text{m}\Omega]$ )

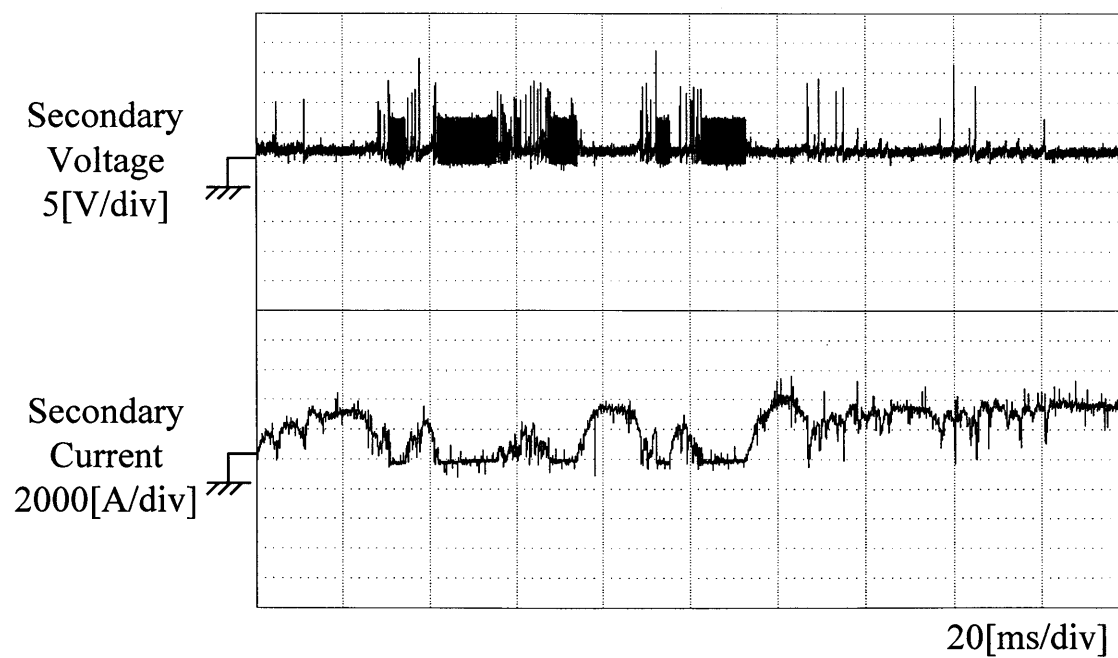


図 6-4 電圧・電流波形 (④ 変調率 60[%],  $R_{ref}=2.2[\text{m}\Omega]$ )

図 6-1, 図 6-3 より, 抵抗基準値  $R_{ref}$  が小さい場合は全体的にブリッジが多く時々フラッシュが発生していることがわかる。

また, 図 6-2, 図 6-4 より, 抵抗基準値  $R_{ref}$  が大きい場合は全体的にフラッシュが多く発生しており, ブリッジが少ないことがわかる。

これらの実験結果から, 抵抗基準値  $R_{ref}$  の大きさによりフラッシュおよびブリッジの発生の程度を制御できることが定性的に確認できた。

次に, 直流フラッシュにおけるメカニカル制御がフラッシュ現象を制御できることを定量的に確認する。

溶接起動時から 15 秒後までの 3 秒ごとに 1 秒間のフラッシュ発生率を求め, 各時間に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を求めた。

フラッシュ発生率の定義を図 6-5 に示す。ここで, 直流フラッシュではインバータ出力周波数が 700Hz であり, 方形波交流フラッシュのフラッシュ発生率と同じ定義にするため, 3.5 周期 (7 周期/2) に一回でもフラッシュが発生していればその半周期 (方形波交流フラッシュの半周期: 5ms) はフラッシュとみなし, フラッシュ発生率とは「フラッシュ発生の 3.5 周期 (5ms) の数/一定時間の 3.5 周期 (5ms) の数」と定義する。

変調率 100%におけるフラッシュ過程の時間に対するフラッシュ発生率の変化を図 6-6 に, ブリッジ発生率の変化を図 6-7 に, オープン発生率の変化を図 6-8 に示す。

変調率 60%におけるフラッシュ過程の時間に対するフラッシュ発生率の変化を図 6-9 に, ブリッジ発生率の変化を図 6-10 に, オープン発生率の変化を図 6-11 に示す。

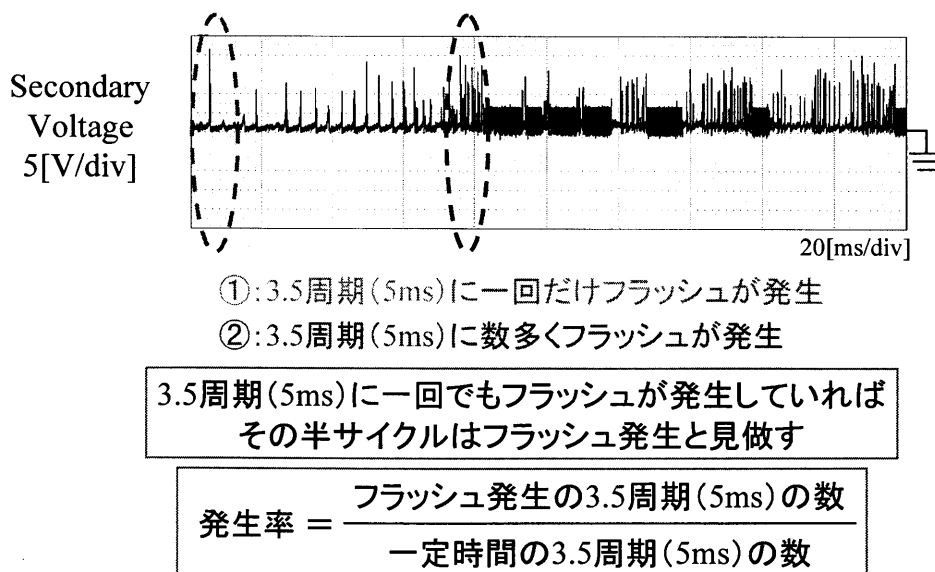


図 6-5 フラッシュ発生率の定義



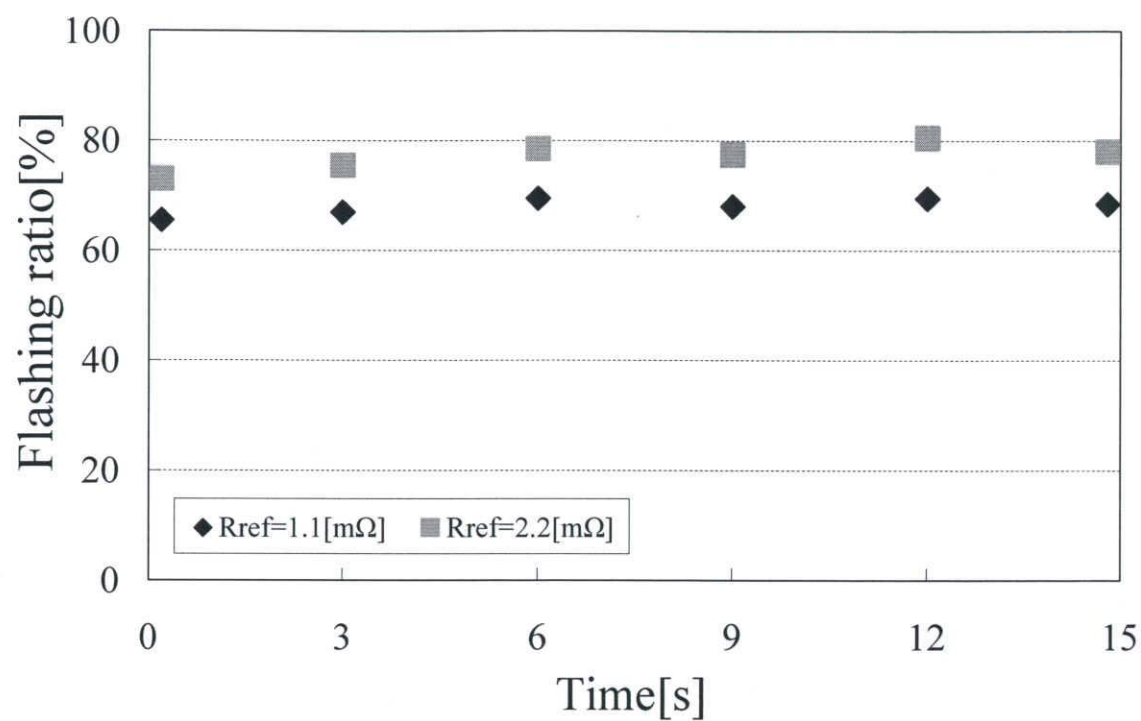


図 6-6 フラッシュ発生率 (変調率 100%)

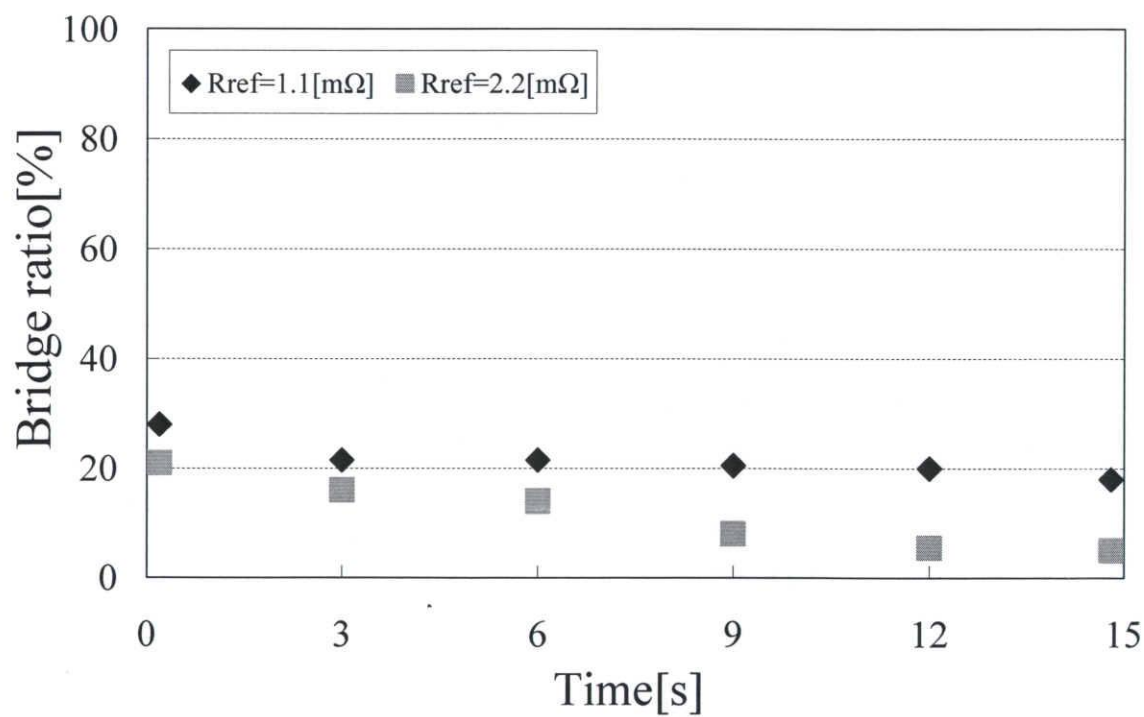


図 6-7 ブリッジ発生率 (変調率 100%)

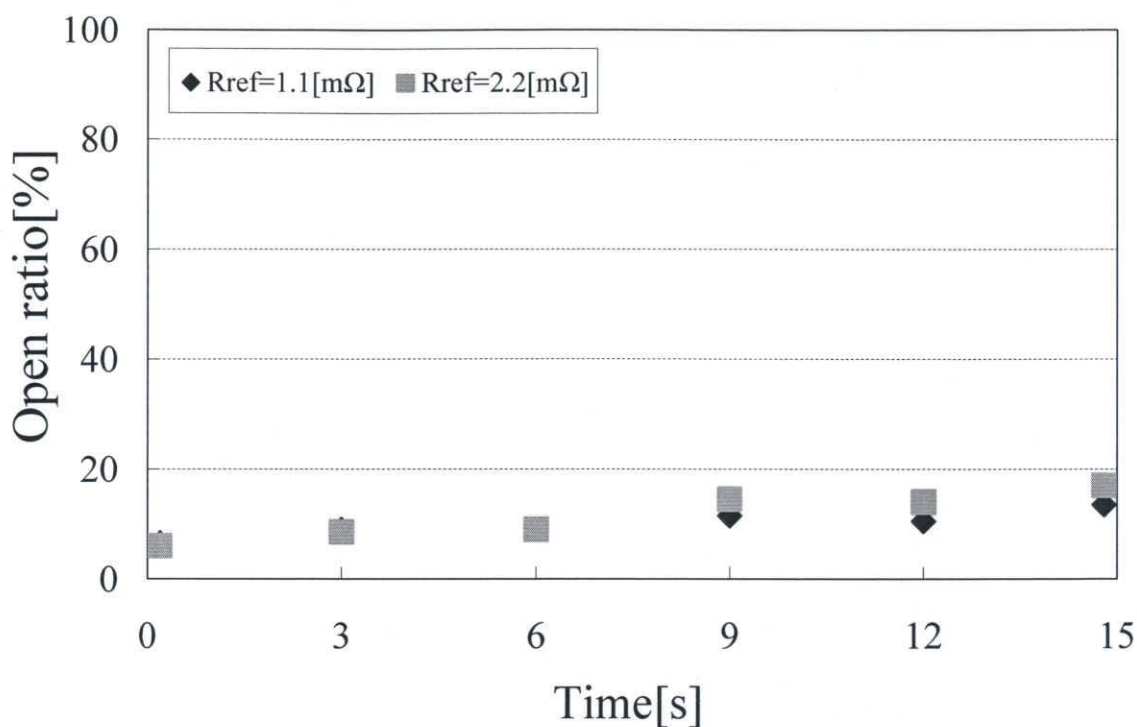


図 6-8 オープン発生率（変調率 100%）

図 6-6～6-8 より，抵抗基準値  $R_{ref}$  が小さい場合はフラッシュが少なくブリッジが多いことがわかる。このことから，抵抗基準値  $R_{ref}$  が小さい場合は連続フラッシュには適していないが，ジュール加熱に適していると考えられる。また，抵抗基準値  $R_{ref}$  が大きい場合はフラッシュが多くブリッジが少ないことがわかる。このことから，抵抗基準値  $R_{ref}$  が大きい場合は連続フラッシュに適していると考えられる。

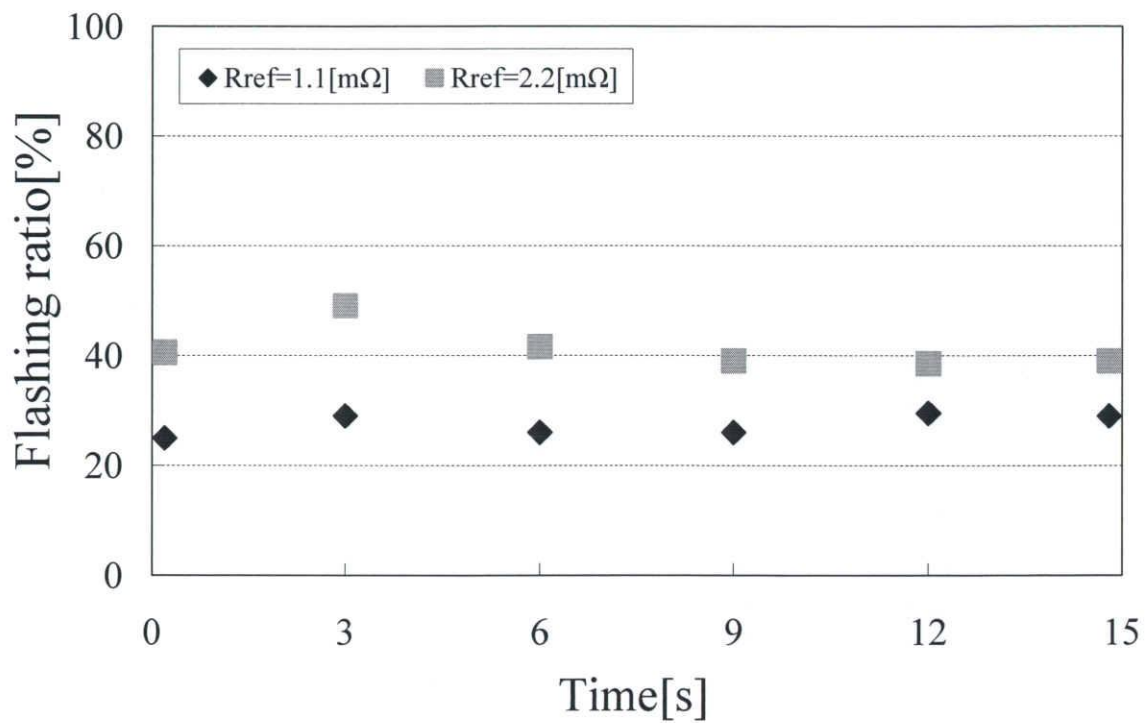


図 6-9 フラッシュ発生率 (変調率 60%)

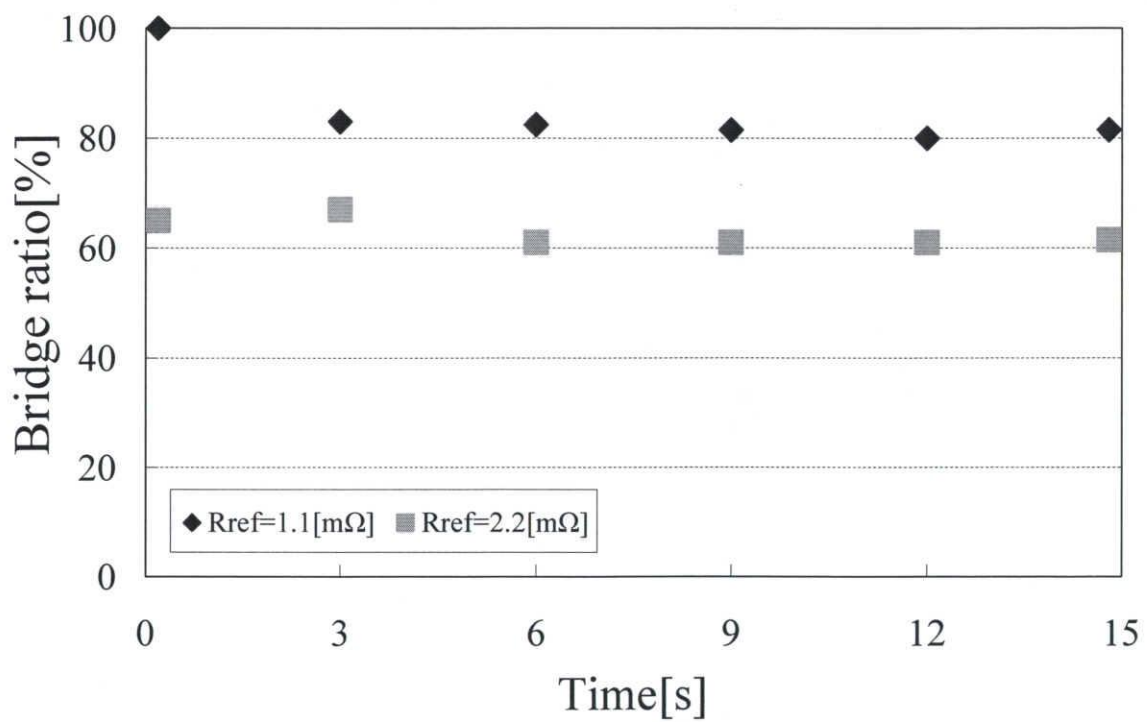


図 6-10 ブリッジ発生率 (変調率 60%)

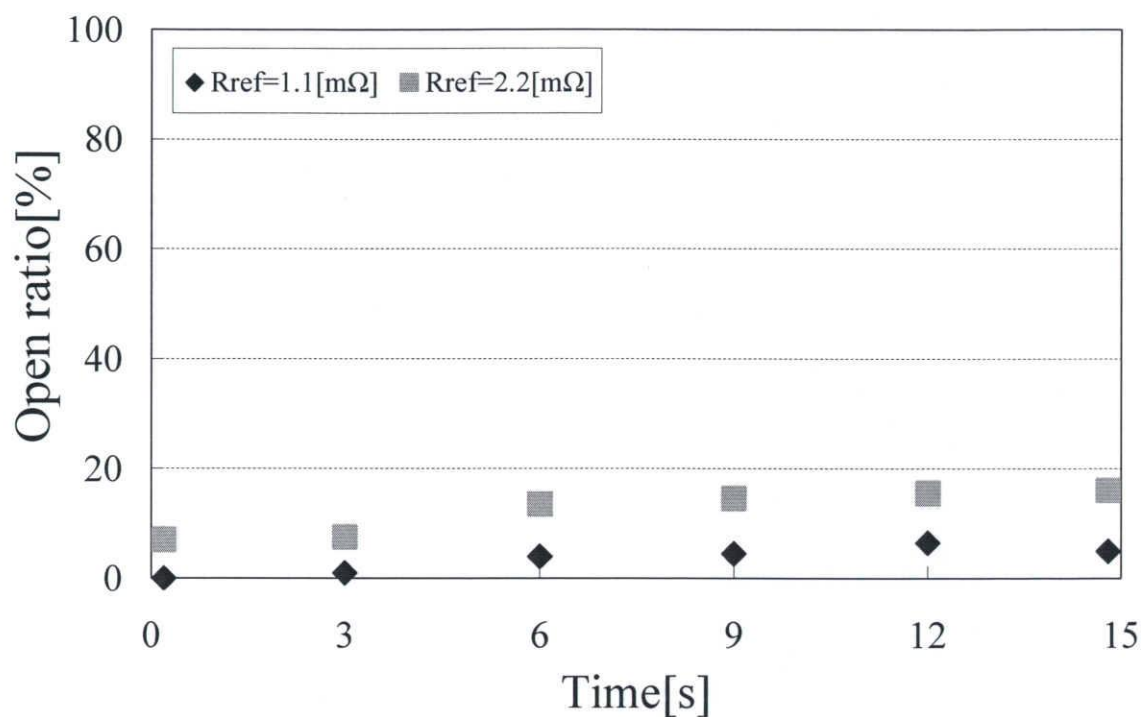


図 6-11 オープン発生率 (変調率 60%)

図 6-9～6-11 も変調率 100%同様，抵抗基準値  $R_{ref}$  が小さい場合はフラッシュが少なくブリッジが多く，抵抗基準値  $R_{ref}$  が大きい場合はフラッシュが多くブリッジが少ないことがわかる。

以上の結果から，直流フラッシュにおいてもメカニカル制御である R 検出 PI 部材送り制御を適用することができ，抵抗基準値  $R_{ref}$  によりフラッシュの発生を制御できることが明らかになった。

## 6.2 ハイブリッド制御実験

本節では、直流フラッシュにおいてハイブリッド制御を行う。制御中は、インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$  は固定、メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  は固定である。

まず、電流基準値  $I_{ref}$  のみを 3 水準変えてフラッシュ実験を行い、電流基準値  $I_{ref}$  のフラッシュ発生に及ぼす影響について検討し、次にハイブリッド制御の有用性について検討する。

### <インバータ制御>

実験条件を以下に示す。

- ・インバータ DC リンク電圧：280[V]
- ・インバータ出力周波数：700[Hz]
- ・キャリア周波数：16[kHz]
- ・インバータ初期変調率：60[%]
- ・溶接部材：20 φ 軟鋼丸棒
- ・溶接時間：15 秒
- ・部材送り：R 検出 PI 部材送り制御（P ゲイン： $K_p=2.13$ , I ゲイン： $K_I=1.0$ ）
- ・インバータ制御：二次電流検出フルパワー制御

### <実験内容>

- ① 電流基準値  $I_{ref}=4400$ [A], 3300[A], 2200[A], 抵抗基準値  $R_{ref}=1.1$ [mΩ]
- ② 電流基準値  $I_{ref}=4400$ [A], 3300[A], 2200[A], 抵抗基準値  $R_{ref}=2.2$ [mΩ]

実験①において、図 6-12 に電流基準値  $I_{ref}=4400$ A, 図 6-13 に電流基準値  $I_{ref}=3300$ A, 図 6-14 に電流基準値  $I_{ref}=2200$ A の電極間電圧・二次電流波形を示す。

また、実験②において、図 6-15 に電流基準値  $I_{ref}=4400$ A, 図 6-16 に電流基準値  $I_{ref}=3300$ A, 図 6-17 に電流基準値  $I_{ref}=2200$ A の電極間電圧・二次電流波形を示す。

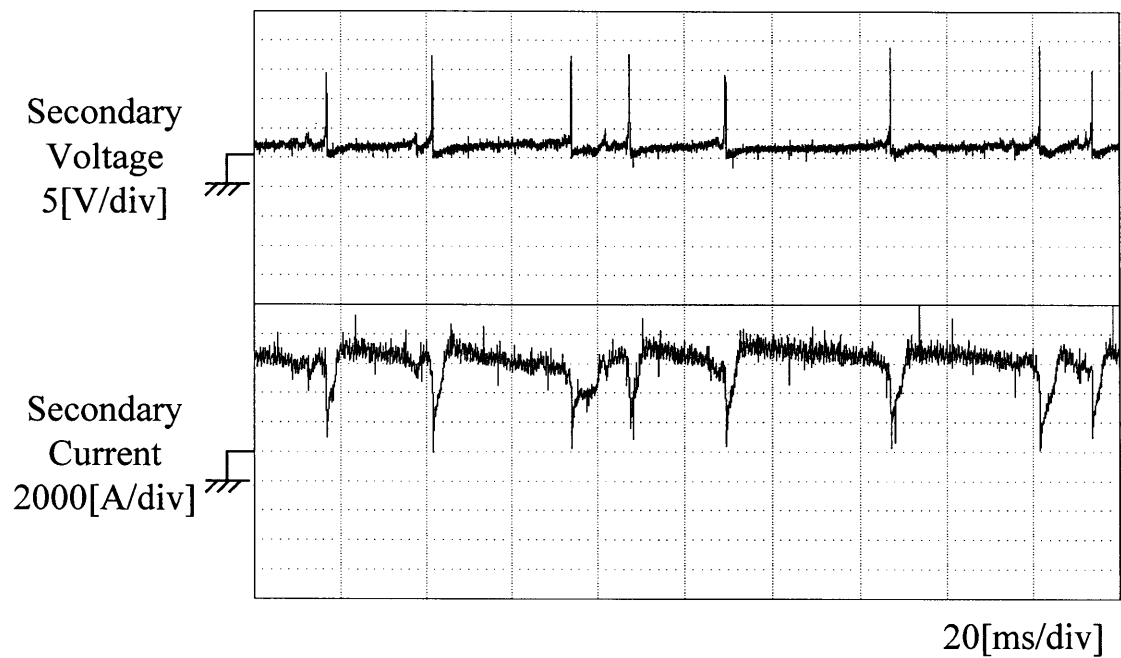


図 6-12 電圧・電流波形 (①  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

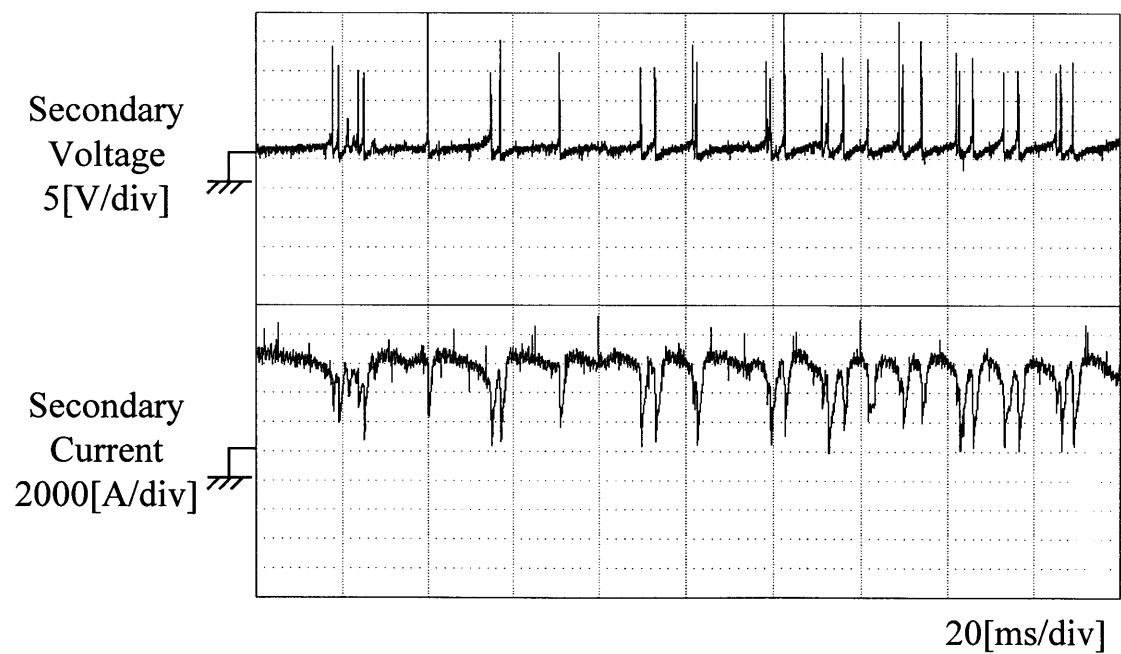


図 6-13 電圧・電流波形 (①  $I_{ref}=3300[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

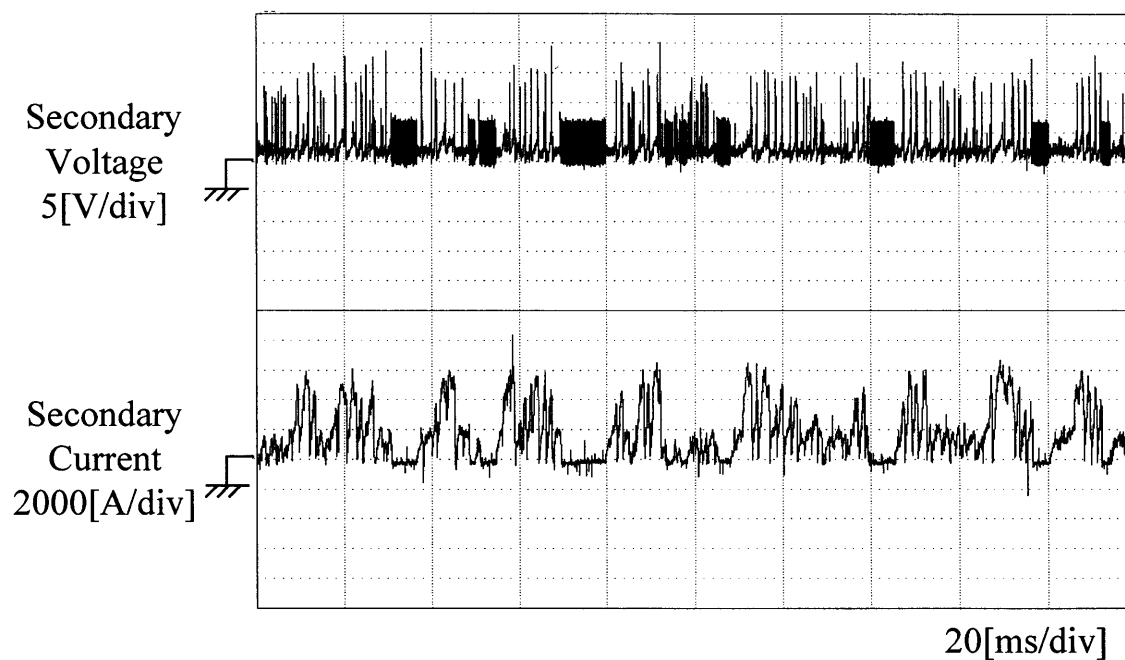


図 6-14 電圧・電流波形 (①  $I_{ref}=2200[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

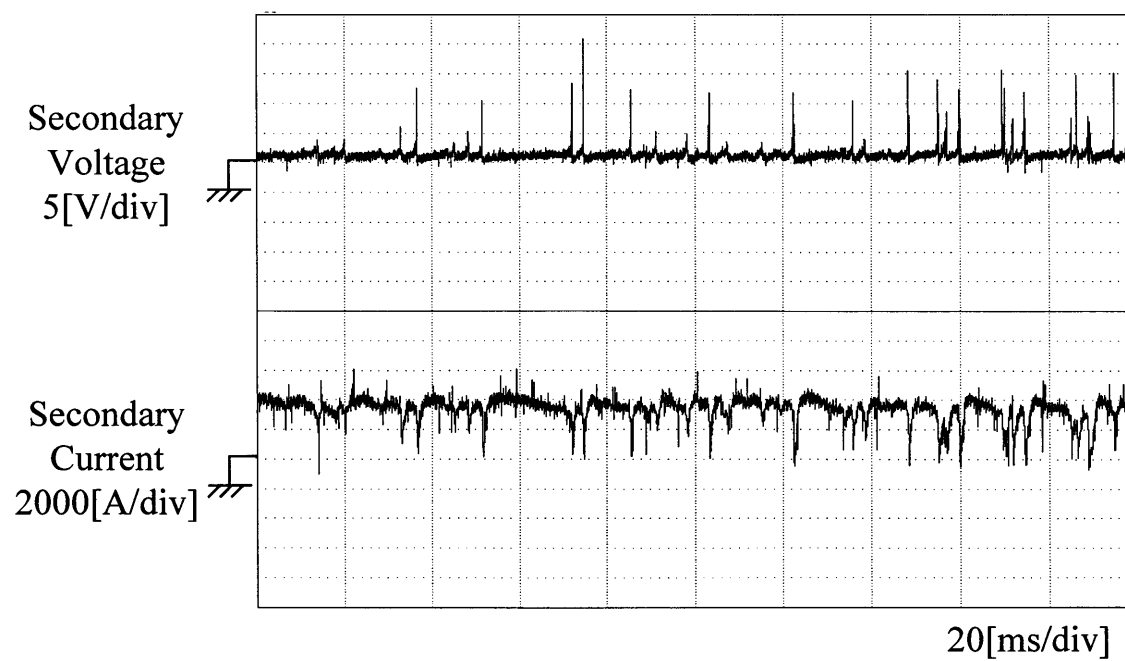


図 6-15 電圧・電流波形 (②  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )

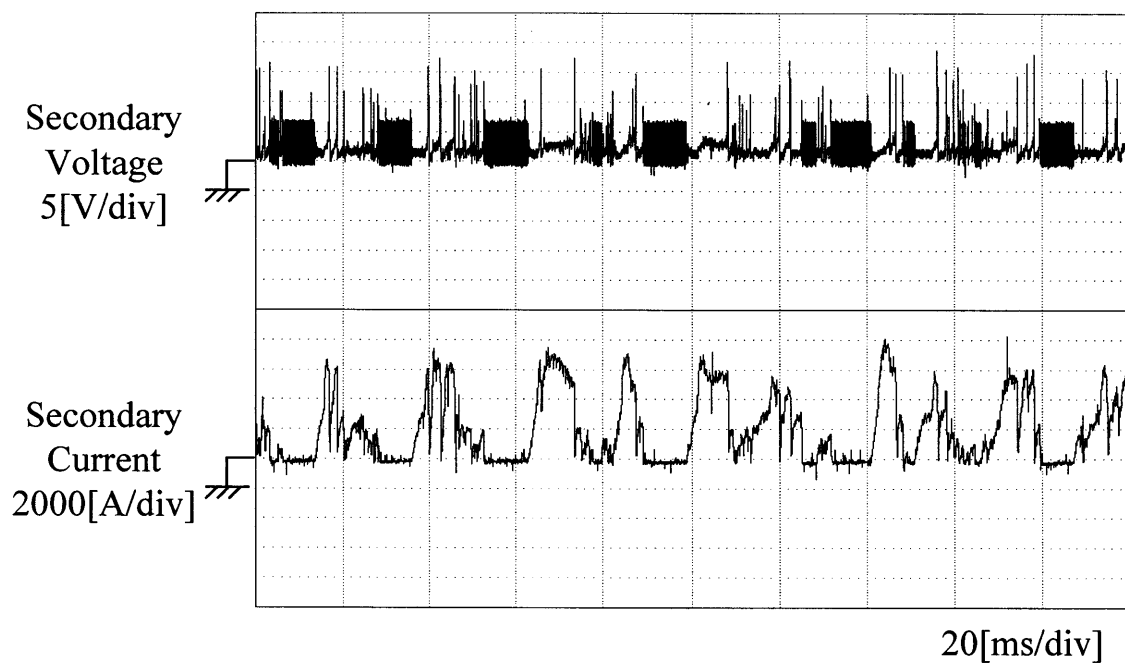


図 6-16 電圧・電流波形 (②  $I_{ref}=3300[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )

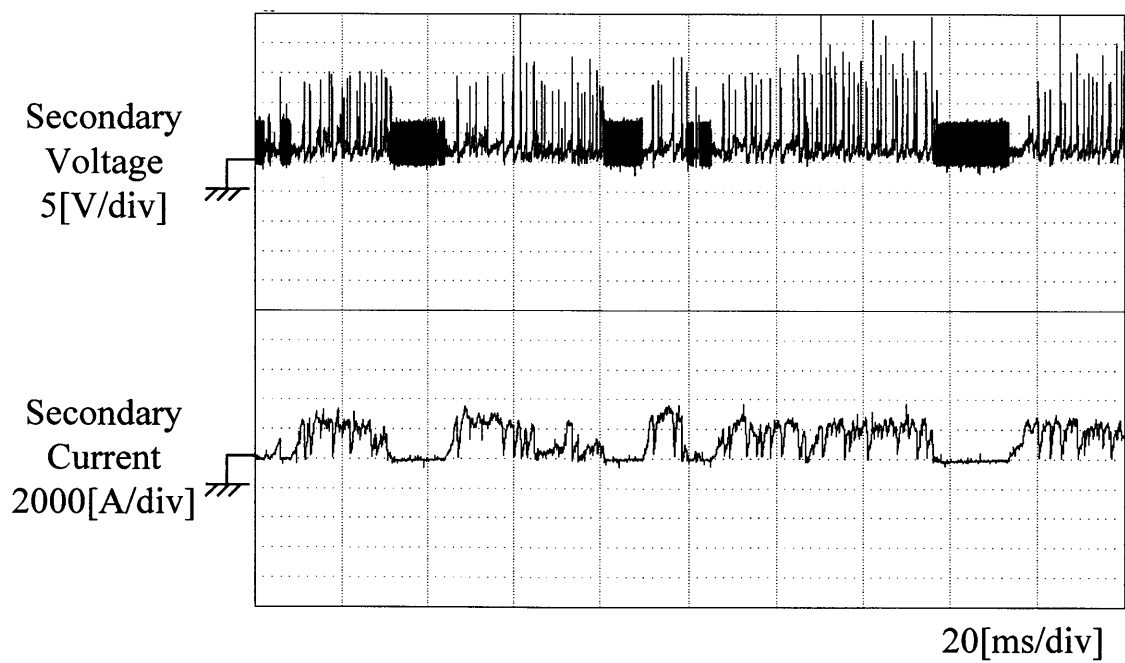


図 6-17 電圧・電流波形 (②  $I_{ref}=2200[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )



図 6-12～6-14 より，電流基準値  $I_{ref}$  が小さい場合はアークパルス数があまり多くないのでフラッシュ発生数が少ないことがわかる。また，電流基準値  $I_{ref}$  が大きい場合はアークパルス数が多いのでフラッシュが数多く発生していることがわかる。

また，図 6-15～6-17 も上記と同様のことがいえる。

これらの実験結果から，電流基準値  $I_{ref}$  の大きさによりフラッシュの発生の程度を自在に制御できることが定性的に確認された。

次に，直流フラッシュにおけるインバータ制御がフラッシュ現象を制御できることを定量的に確認する。

溶接起動時から 15 秒後までの 3 秒ごとに 1 秒間のフラッシュ発生率を求め，各時間に対するフラッシュ発生率，ブリッジ発生率，オープン発生率を求めた。

実験①において，フラッシュ過程の時間に対するフラッシュ発生率の変化を図 6-18 に，ブリッジ発生率の変化を図 6-19 に，オープン発生率の変化を図 6-20 に示す。

実験②において，フラッシュ過程の時間に対するフラッシュ発生率の変化を図 6-21 に，ブリッジ発生率の変化を図 6-22 に，オープン発生率の変化を図 6-23 に示す。

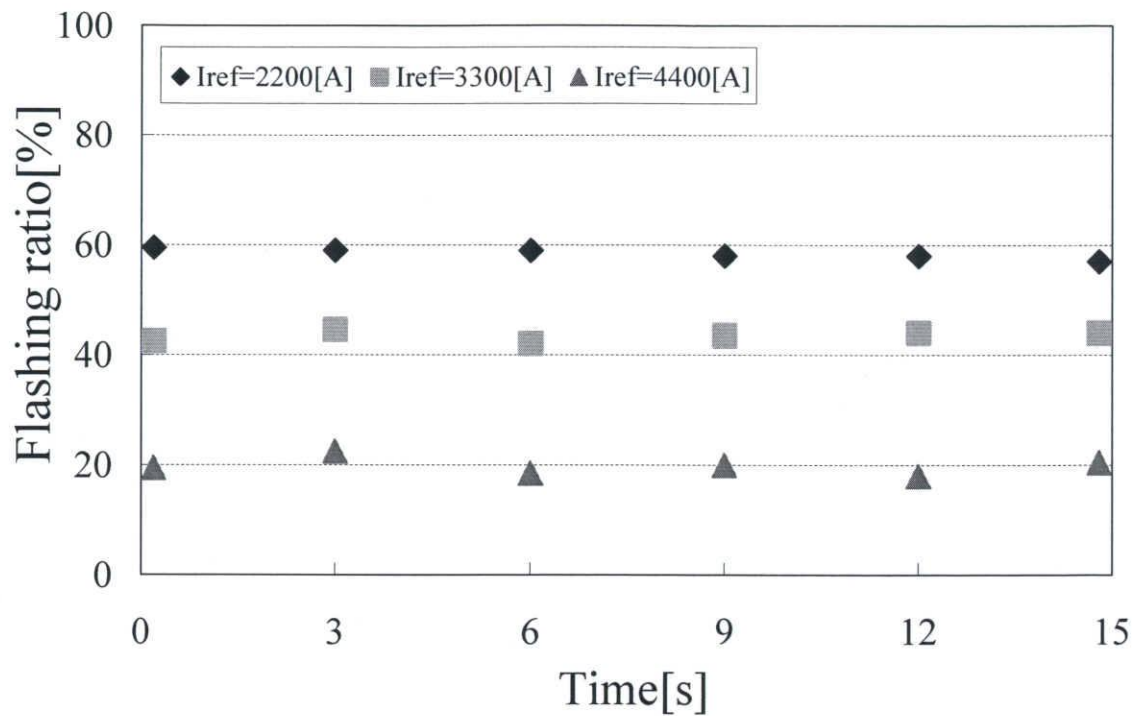


図 6-18 フラッシュ発生率 (①  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $3300[A]$ ,  $2200[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

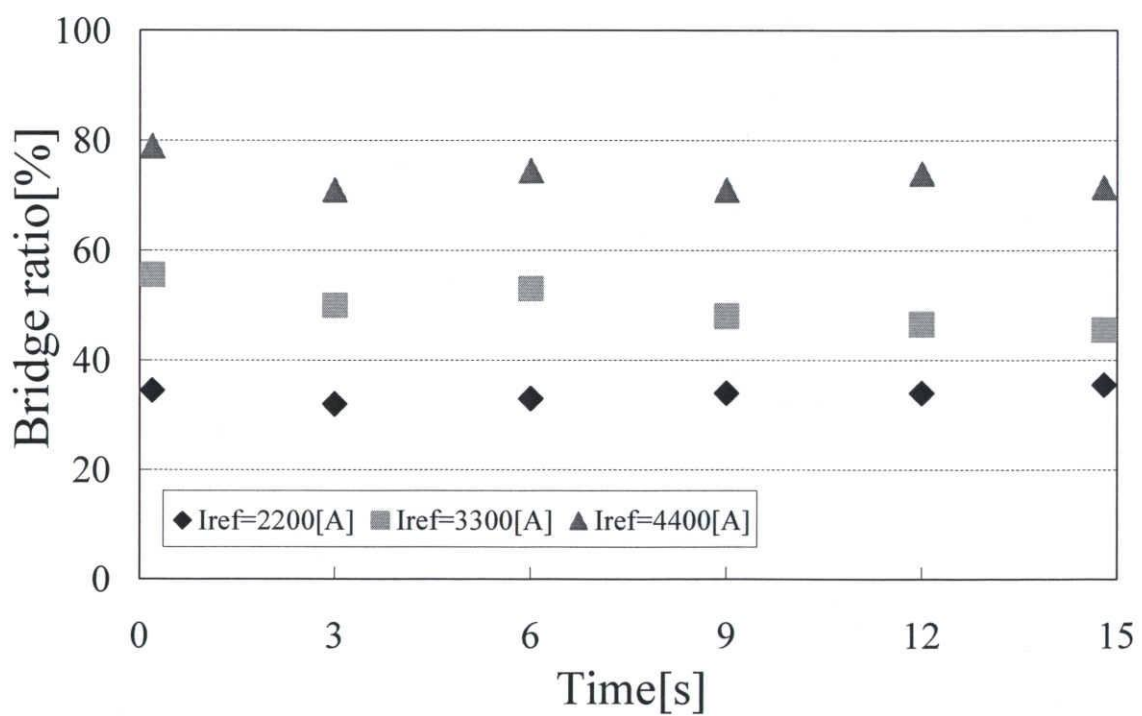


図 6-19 ブリッジ発生率 (①  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $3300[A]$ ,  $2200[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

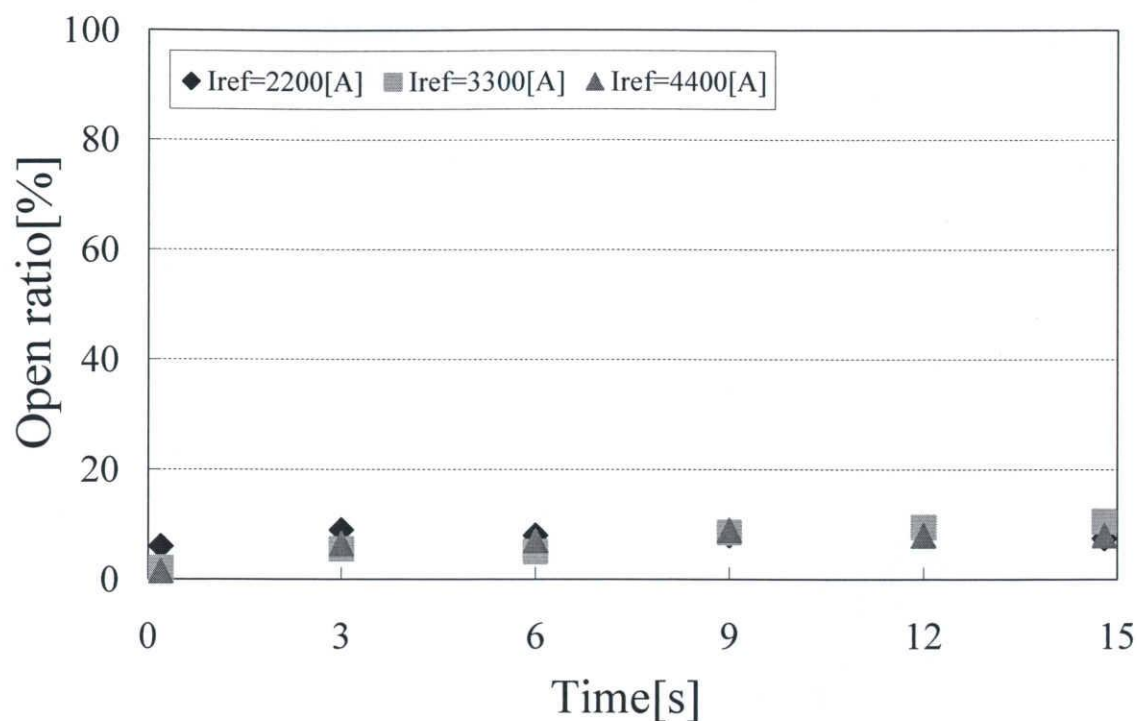


図 6-20 オープン発生率 (①  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $3300[A]$ ,  $2200[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

図 6-18～6-20 より，電流基準値  $I_{ref}$  が小さい場合はフラッシュが少なくブリッジが多いことがわかる。このことから，電流基準値  $I_{ref}$  が小さい場合は連続フラッシュには適していないが，ジュール加熱に適していると考えられる。また，電流基準値  $I_{ref}$  が大きい場合はフラッシュが多くブリッジが少ないことがわかる。このことから，電流基準値  $I_{ref}$  が大きい場合は連続フラッシュに適していると考えられる。オープン発生率は電流基準値  $I_{ref}$  の影響をほとんど受けないことがわかる。

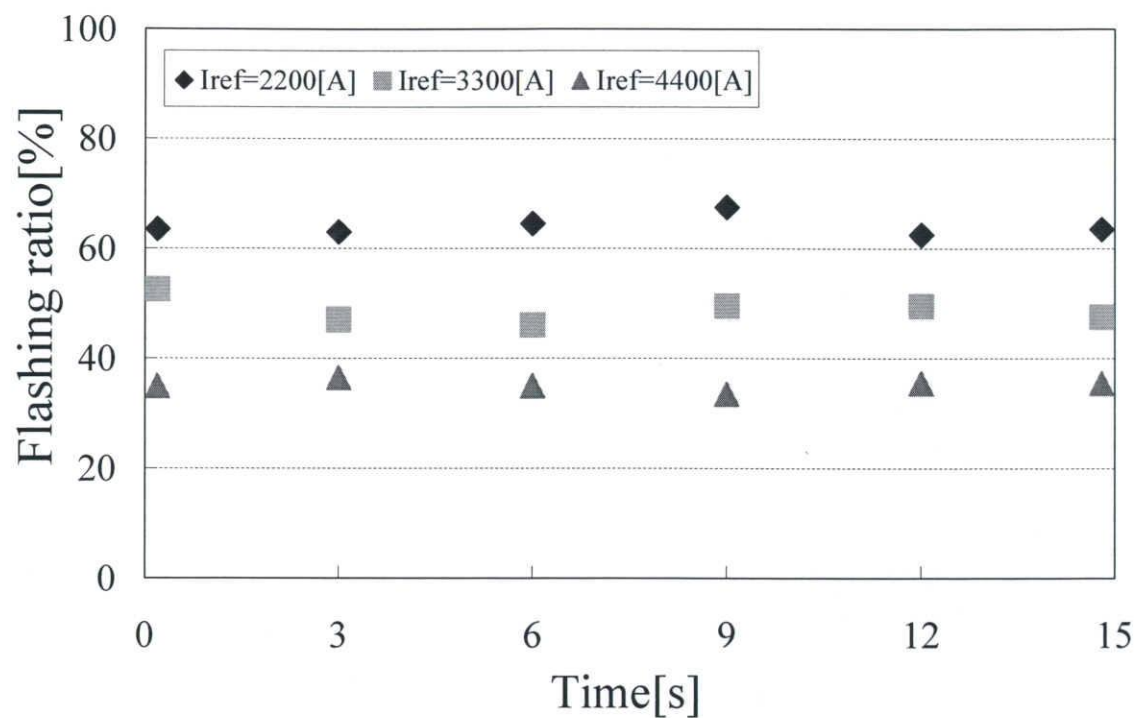


図 6-21 フラッシュ発生率 (②  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $3300[A]$ ,  $2200[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )

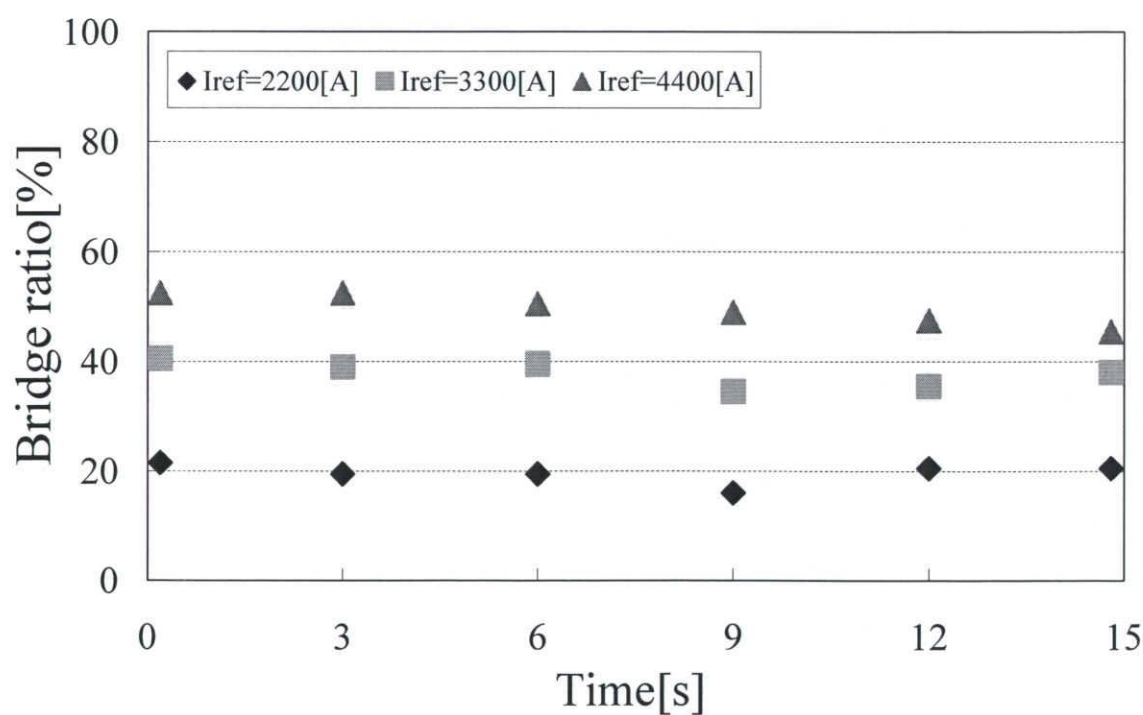


図 6-22 ブリッジ発生率 (②  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $3300[A]$ ,  $2200[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )

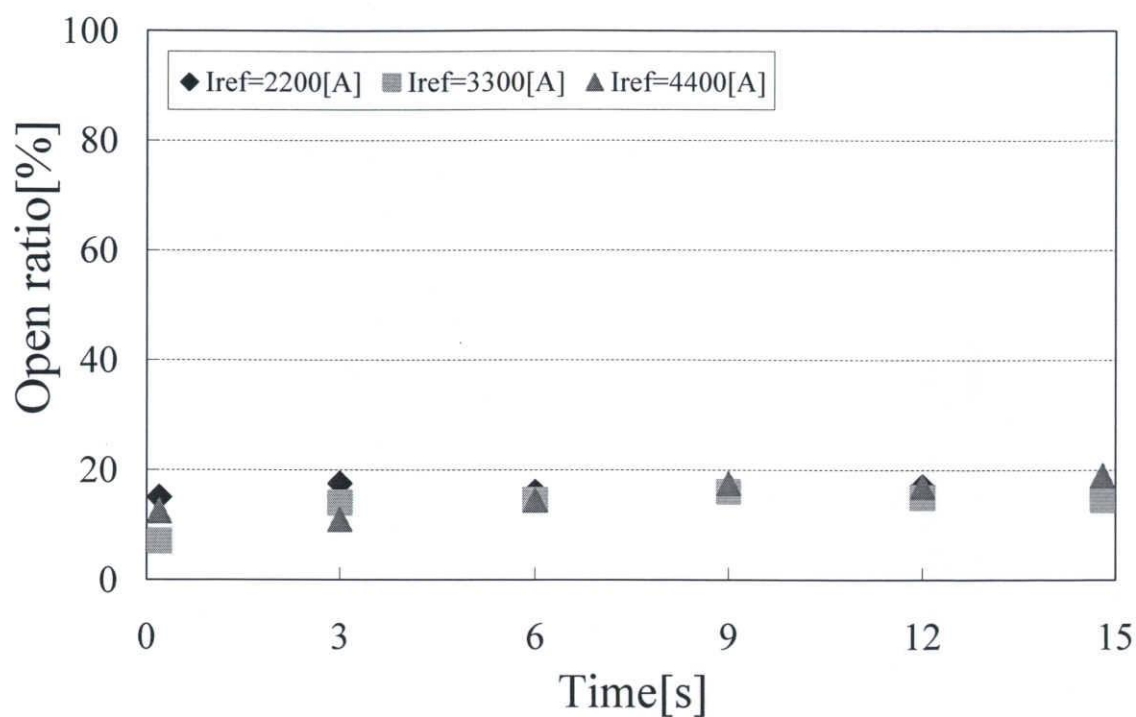


図 6-23 オープン発生率 (②  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $3300[A]$ ,  $2200[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )

図 6-21～6-23 も同様に電流基準値  $I_{ref}$  が小さい場合はフラッシュが少なくブリッジが多く、オープン発生率は電流基準値  $I_{ref}$  の影響をほとんど受けないことがわかる。電流基準値  $I_{ref}$  が大きい場合はフラッシュが多くブリッジが少ないことがわかる。

以上の結果から、直流フラッシュにおいてもインバータ制御であるインバータフルパワー制御を適用することができ、電流基準値  $I_{ref}$  によりフラッシュの発生を自在に制御できることが明らかになった。

### <ハイブリッド制御>

直流フラッシュにおいてハイブリッド制御を適用しフラッシュ実験を行う。

前節の実験結果より，インバータ制御のジュール加熱優先の値は 4400A，連続フラッシュ優先の値は 2200A と設定した。また，メカニカル制御のジュール加熱優先の値は  $1.1\text{m}\Omega$ ，連続フラッシュ優先の値は  $2.2\text{m}\Omega$  と設定した。

実験条件を以下に示す。

- ・インバータ DC リンク電圧：280[V]
- ・インバータ出力周波数：700[Hz]
- ・キャリア周波数：16[kHz]
- ・インバータ初期変調率：60[%]
- ・溶接部材：20  $\phi$  軟鋼丸棒
- ・溶接時間：15 秒
- ・部材送り：R 検出 PI 部材送り制御（P ゲイン： $K_p=2.13$ ，I ゲイン： $K_I=1.0$ ）
- ・インバータ制御：二次電流検出フルパワー制御

### <実験内容>

- ① 電流基準値  $I_{ref}=4400\text{[A]}$ ，抵抗基準値  $R_{ref}=1.1\text{[m}\Omega\text{]}$
- ② 電流基準値  $I_{ref}=2200\text{[A]}$ ，抵抗基準値  $R_{ref}=2.2\text{[m}\Omega\text{]}$

実験①はジュール加熱優先の条件であり，インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}=4400\text{A}$ ，メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}=1.1\text{m}\Omega$  とする。また，実験②は連続フラッシュ優先の条件であり，インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}=2200\text{A}$ ，メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}=2.2\text{m}\Omega$  とする。

図 6-24，6-25 に実験①，図 6-26，6-27 に実験②の溶接起動時，ファイナル過程の電極間電圧・二次電流波形をそれぞれ示す。

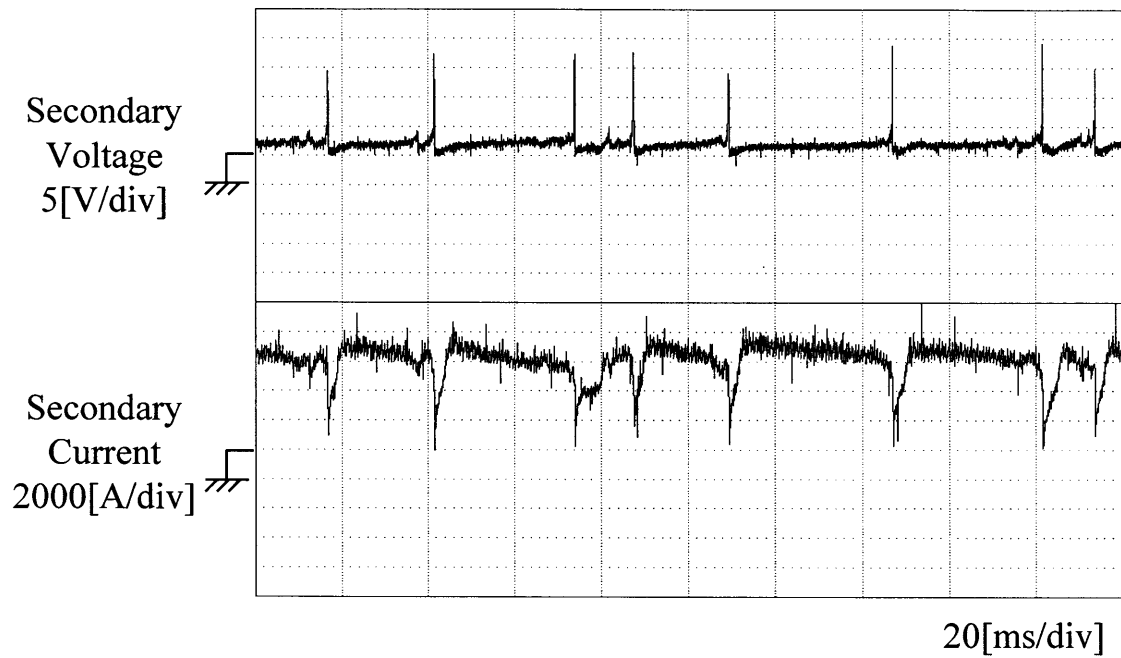


図 6-24 電圧・電流波形 (①溶接起動時  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

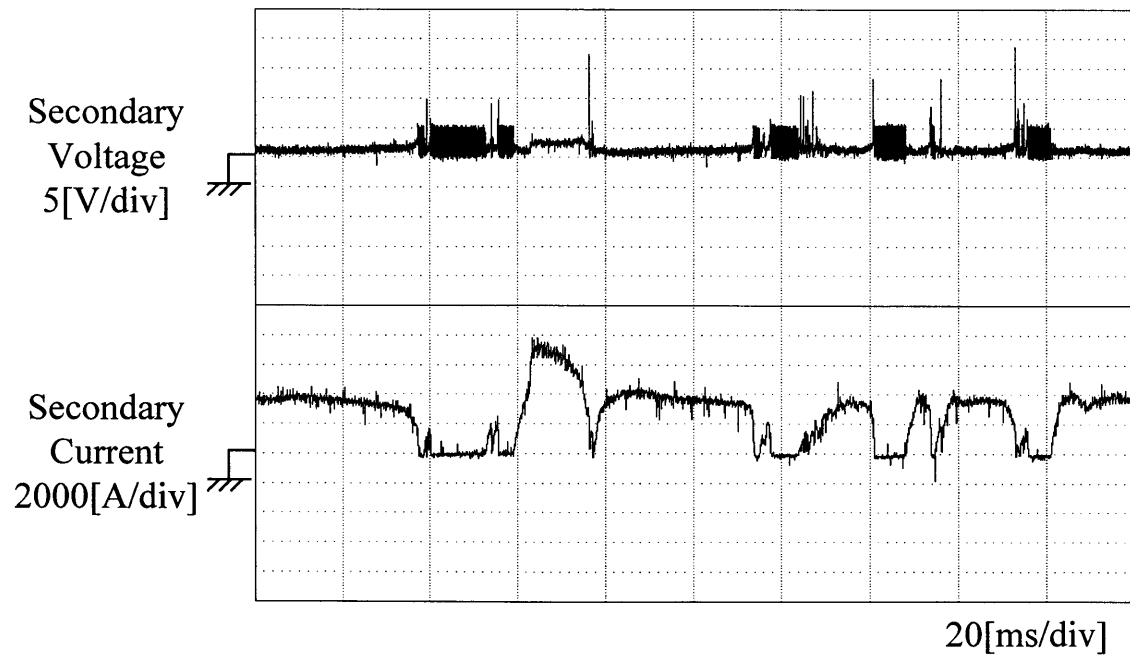


図 6-25 電圧・電流波形 (①ファイナル過程  $I_{ref}=4400[A]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega]$ )

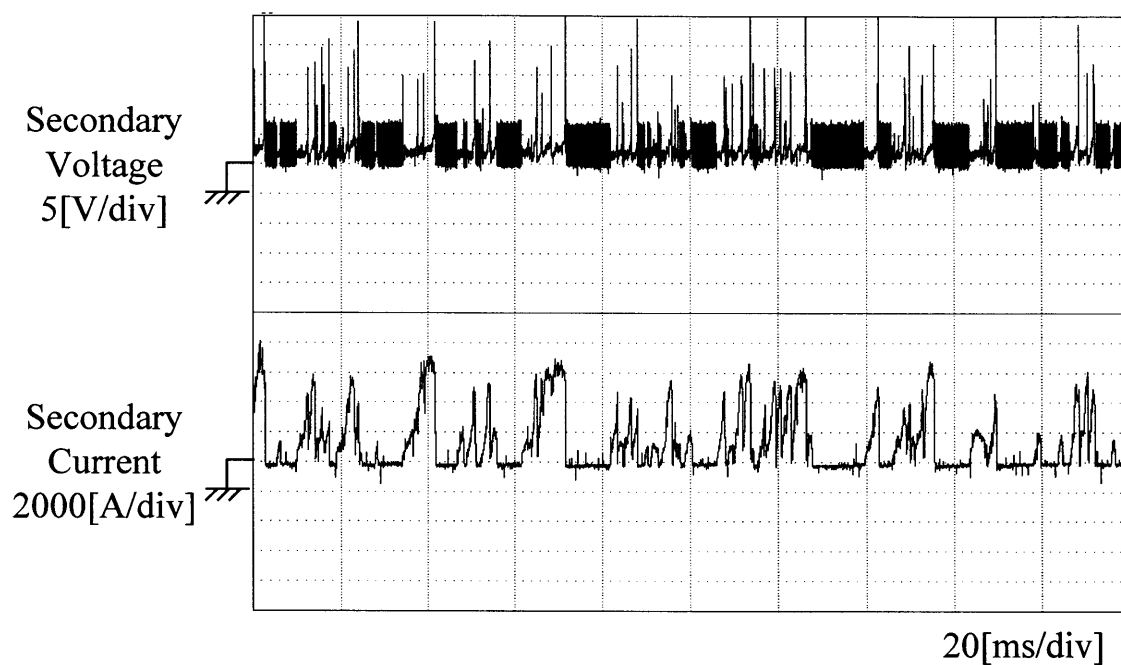


図 6-26 電圧・電流波形 (②溶接起動時  $I_{ref}=2200[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )

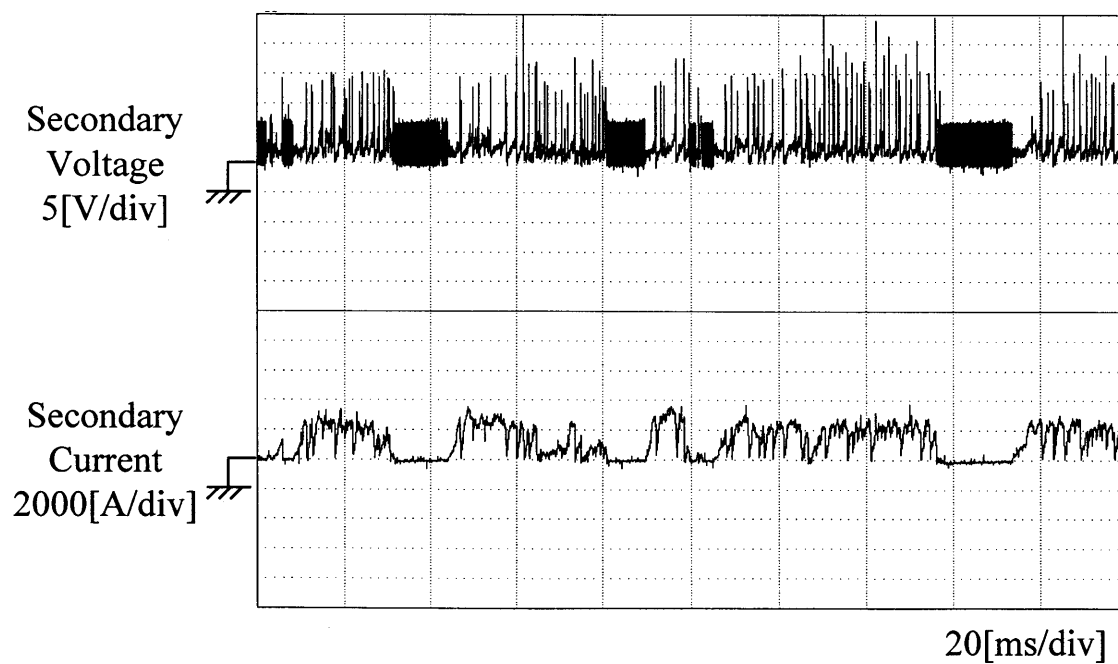


図 6-27 電圧・電流波形 (②ファイナル過程  $I_{ref}=2200[A]$ ,  $R_{ref}=2.2[m\Omega]$ )



図 6-24, 6-25 より, 溶接起動時はフラッシュ発生が少なく大半がブリッジであり, ファイナル過程でも大半がブリッジであることから, ジュール加熱主体を実現できていることがわかる。

図 6-26, 6-27 より, 溶接起動時からフラッシュ発生が多く, ファイナル過程でも大半がフラッシュであることから, 連続フラッシュ主体を実現できていることがわかる。

次に, 直流フラッシュにおけるハイブリッド制御の効果を定量的に確認する。

溶接起動時から 15 秒後までの 3 秒ごとに 1 秒間あたりのフラッシュ発生率を求め, 各時間に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を求めた。

フラッシュ過程の時間に対するフラッシュ発生率の変化を図 6-28 に, ブリッジ発生率の変化を図 6-29 に, オープン発生率の変化を図 6-30 に示す。

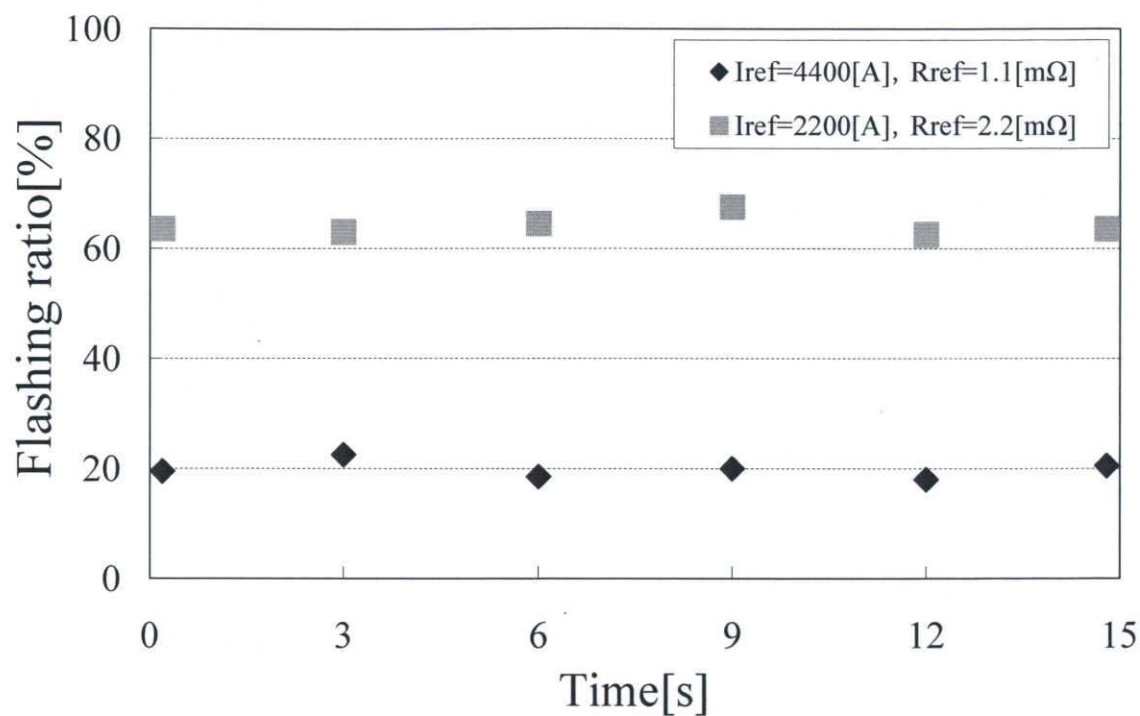


図 6-28 フラッシュ発生率

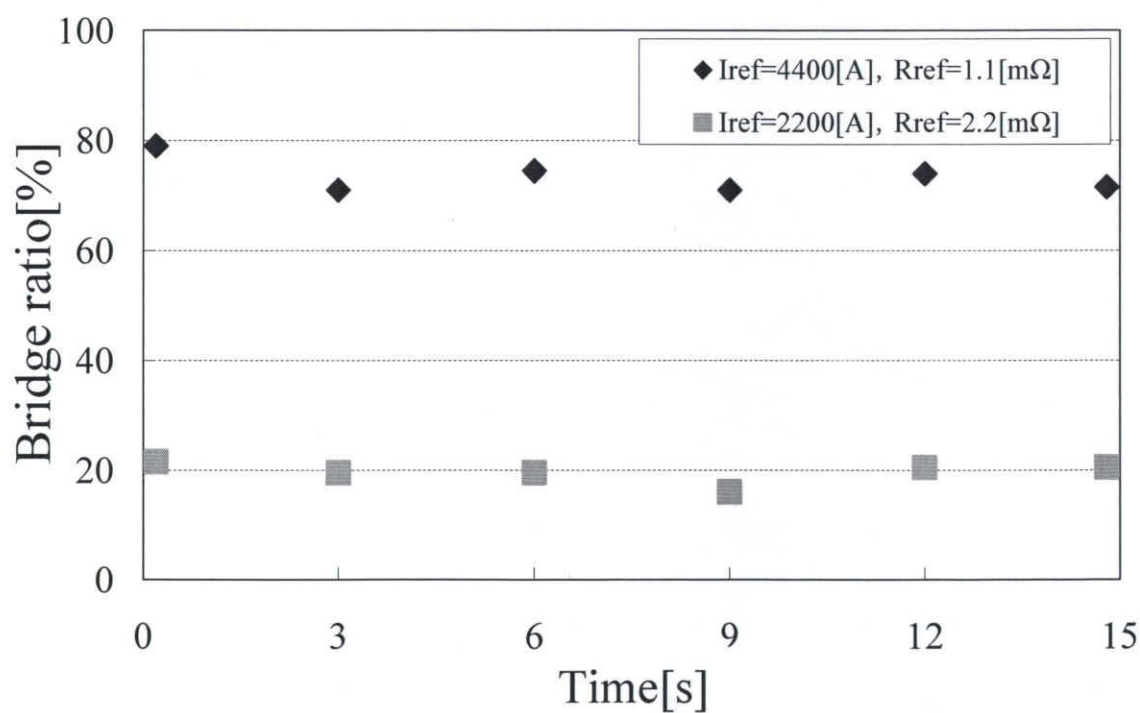


図 6-29 ブリッジ発生率

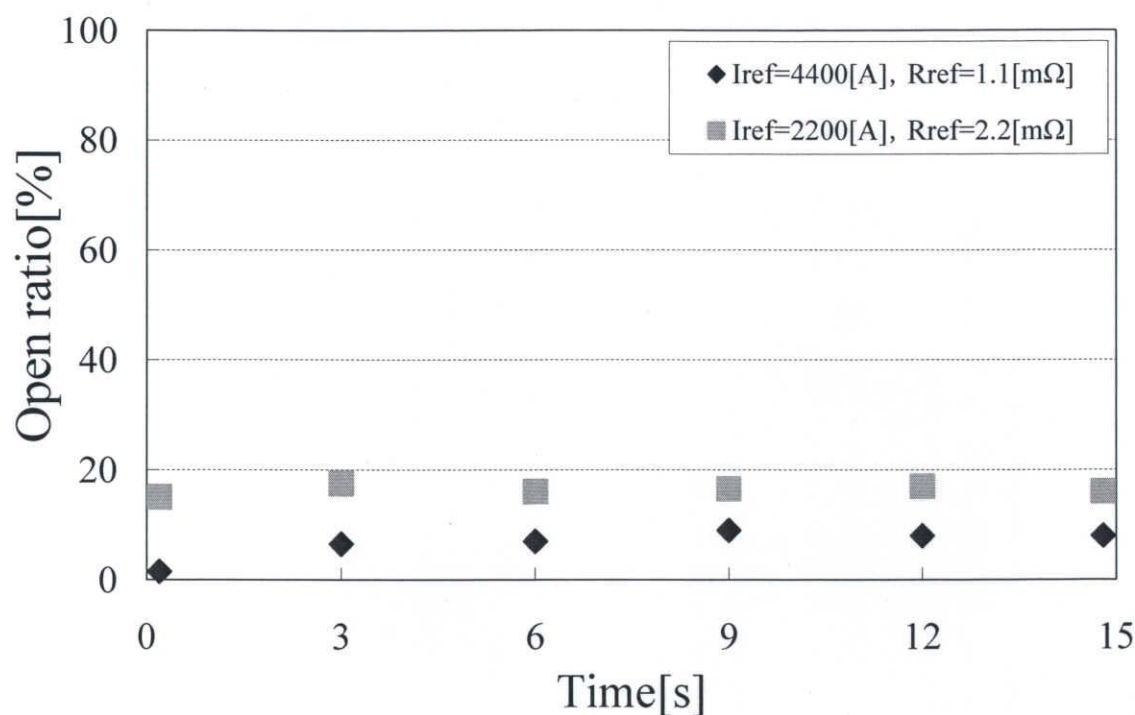


図 6-30 オープン発生率

図 6-27～6-30 より，フラッシュ発生率，ブリッジ発生率，オープン発生率ともに溶接起動時からファイナル過程までほぼ一定となっている。

ジュール加熱優先の条件では，フラッシュ発生率は約 20%と低く，ブリッジ発生率は約 70%と高くなっていることからジュール加熱主体を実現できていることがわかる。オープン発生率は，フラッシュ発生が多くブリッジ発生が少ないことから約 10%と低くなっている。

連続フラッシュ優先の条件では，フラッシュ発生率は約 60%と高く，ブリッジ発生率は約 20%と低くなっていることから連続フラッシュ主体を実現できていることがわかる。オープン発生率は，フラッシュ発生が多くブリッジ発生が少ないことから約 20%と高くなっている。

以上のことから，直流フラッシュにおいても方形波交流フラッシュ同様，インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$  とメカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  を連続フラッシュ優先の条件に設定することで，連続してフラッシュを発生させる手段として有効であることが明らかになった。

さらに，図 6-31 に各基準値の違いによる溶接起動時から 15 秒間の部材損失，つまりバーンオフ損失を示す。

インバータ制御の電流基準値とメカニカル制御の抵抗基準値を各々ジュール加熱優先の基準値（実験内容①， $I_{ref}=4400\text{A}$ ， $R_{ref}=1.1\text{m}\Omega$ ）に設定するとバーンオフ損失が少なくなり，連続フラッシュ優先の基準値（実験内容②， $I_{ref}=2200\text{A}$ ， $R_{ref}=2.2\text{m}\Omega$ ）に設定するとバーンオフ損失が多くなっている。

つまり，直流フラッシュにおいても方形波交流フラッシュ同様，絶え間なく連続的にフラッシュを発生させるとバーンオフ損失が増加することが再び確認された。

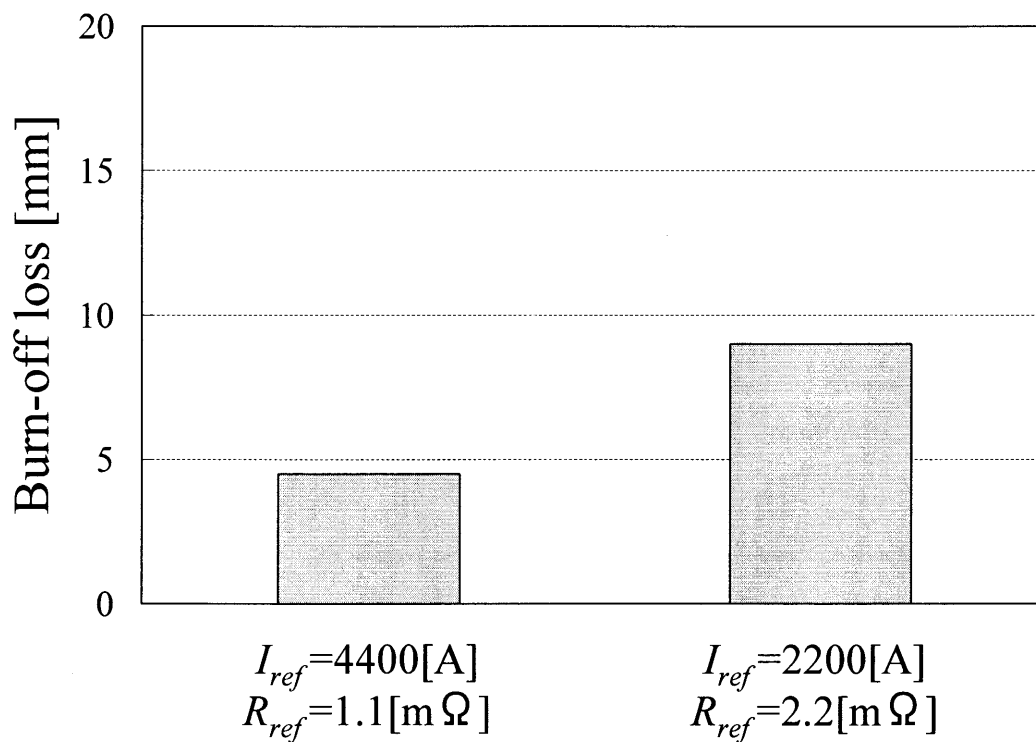


図 6-31 基準値の違いによるバーンオフ損失

### 6.3 ハイブリッドプロセス制御実験

本節では、直流フラッシュ溶接トランスを用いて、インバータ制御とメカニカル制御を組み合わせたハイブリッド制御においてプロセス制御を行う。インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$ 、メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  とともに時間  $t$  の  $n$  次関数で制御する。

実験条件を以下に示す。

- ・インバータ DC リンク電圧：280[V]
- ・インバータ出力周波数：700[Hz]
- ・キャリア周波数：16[kHz]
- ・インバータ初期変調率：60[%]
- ・溶接部材：20 φ 軟鋼丸棒
- ・溶接時間：15 秒
- ・部材送り：R 検出 PI 部材送り制御（P ゲイン： $K_P=4.26$ ，I ゲイン： $K_I=1.0$ ）
- ・インバータ制御：二次電流検出フルパワー制御
- ・制御パラメータ

$$\begin{aligned} I_{ref}(t) &= I_0 + k_{Fn} t^n & (n=1,2,3,6,10,20) \\ R_{ref}(t) &= R_0 + k_{Pn} t^n & (n=1,2,3,6,10,20) \end{aligned}$$

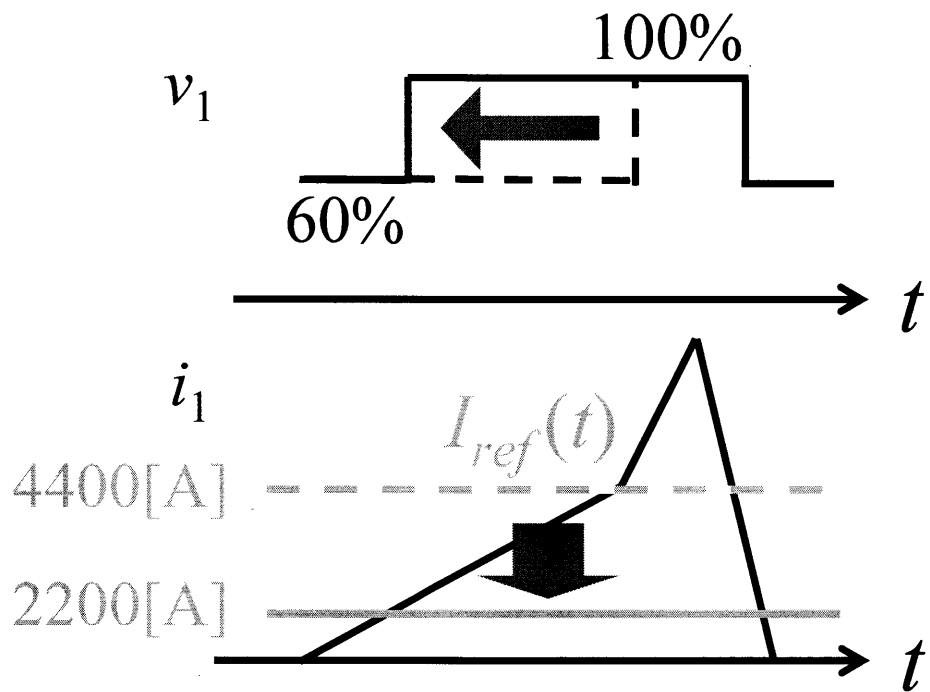
#### <実験内容>

電流基準値  $I_{ref}=4400[A] \rightarrow 2200[A]/15[s]$ ,

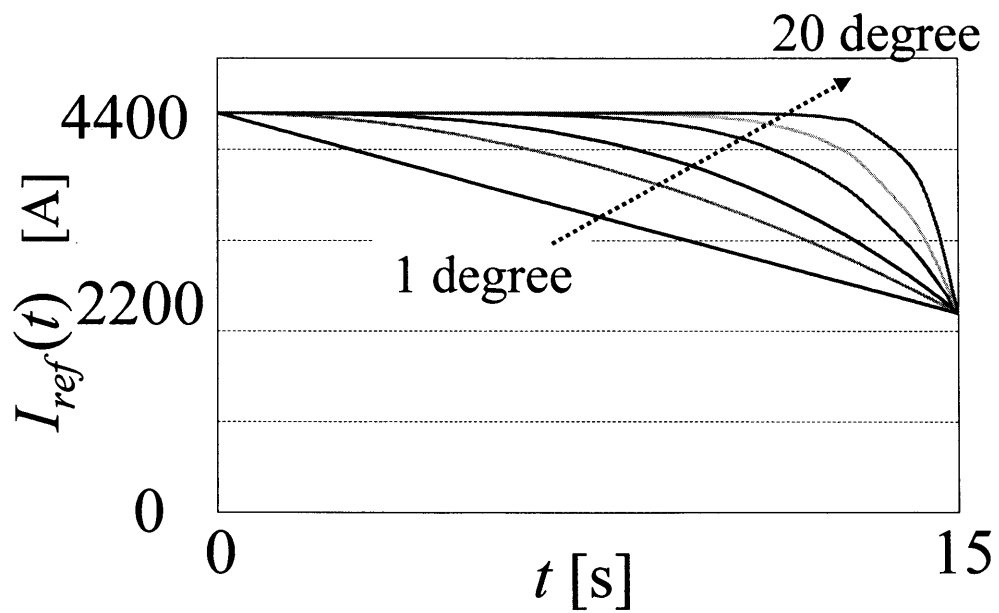
抵抗基準値  $R_{ref}=1.1[m\Omega] \rightarrow 2.2[m\Omega]/15[s]$ , ( $n=1 \sim 20$ )

メカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  を溶接起動時ジュール加熱、アプセット直前連続フラッシュとなる条件（図 6-32(a)，図 6-33(a)）とし、その間を時間  $t$  の  $n$  次関数で変化させる。今回用いた時間関数は図 6-32(b)，図 6-33(b)に示すように  $I_{ref}(t) = I_0 + k_{Fn} t^n$ ， $R_{ref}(t) = R_0 + k_{Pn} t^n$  で  $n=1,2,3,6,10,20$  とし、溶接時間  $t$  は 15 秒とした。 $I_0$  は 4400A とし  $k_{Fn}$  は 15 秒後に 2200A となるように設定した。 $R_0$  は  $1.1m\Omega$  とし  $k_{Pn}$  は 15 秒後に  $2.2m\Omega$  となるように設定した。時間関数の設定法は、加熱過程の値とファイナル過程の値を直線的に結ぶことで 1 次関数を決定し、その後 20 次関数を決定し、1 次から 20 次までのスパンが等間隔になるように任意に決定した。また、20 次以降はファイナル過程で急激に変化し、20 次関数とほぼ同様の変化の仕方であったため、20 次関数までの検討とした。

図 6-34 に  $n=1$  の溶接起動時、ファイナル過程の電極間電圧・二次電流波形を、図 6-35 に  $n=20$  の溶接起動時、ファイナル過程の電極間電圧・二次電流波形を示す。

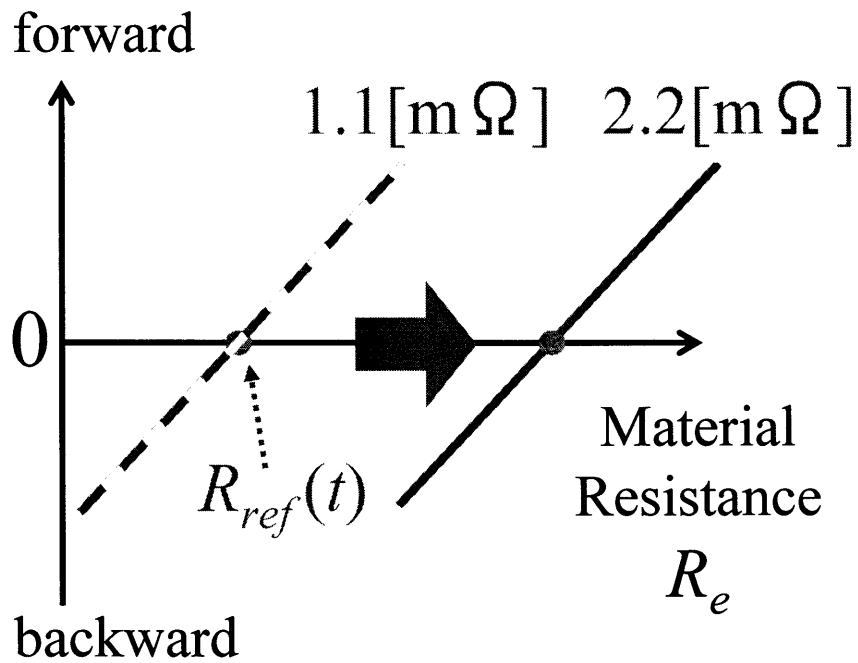


(a)  $I_{ref}(t)$ と変調率

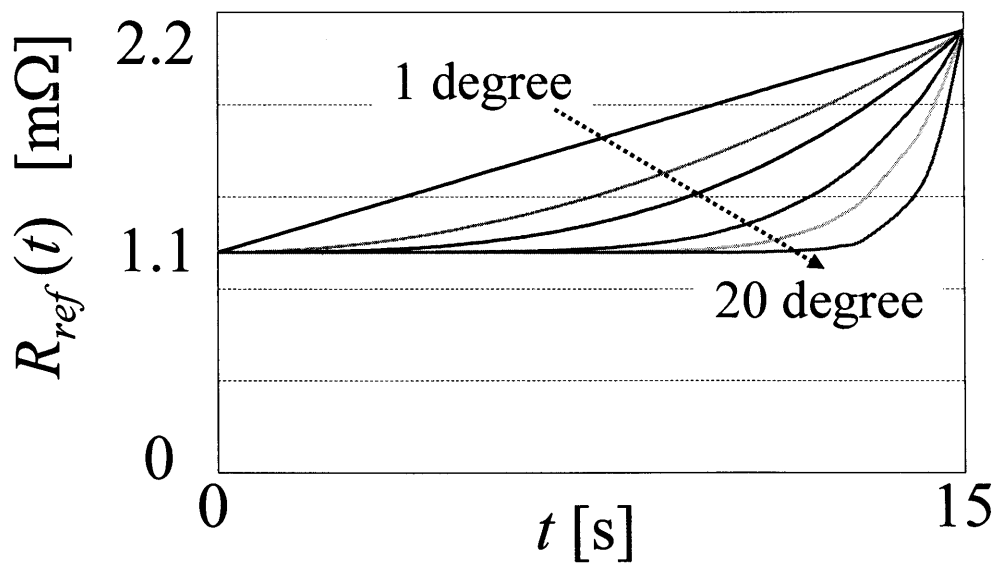


(b)  $I_{ref}(t)$ と時間の関数

図 6-32 時間と  $I_{ref}(t)$  の関数

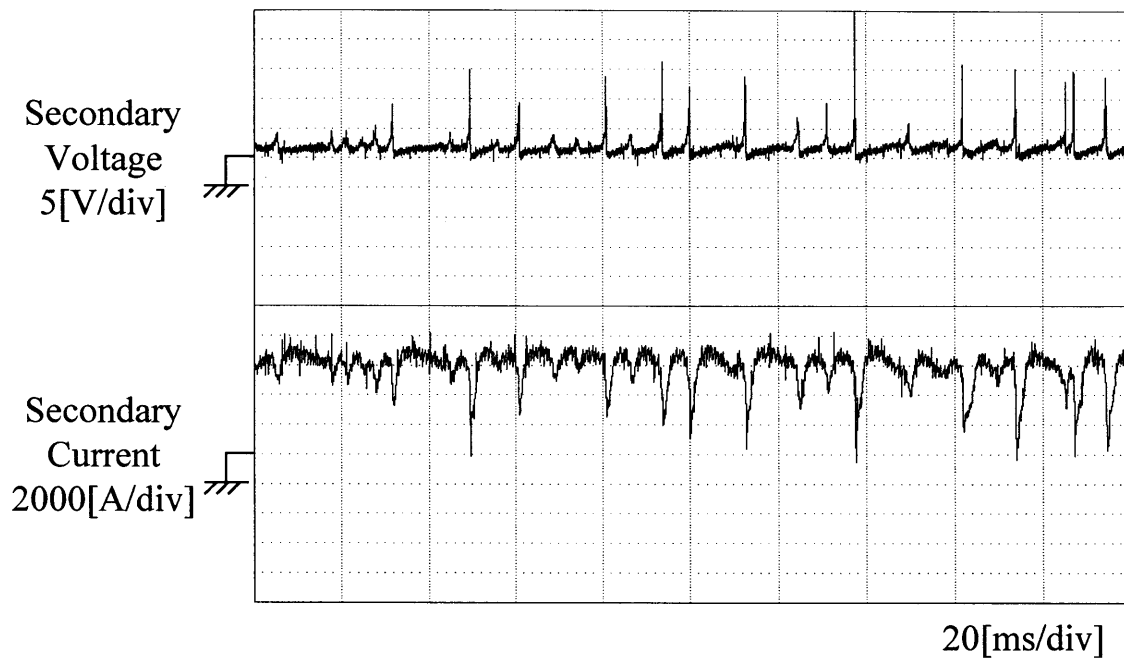


(a)  $R_{ref}(t)$ と速度

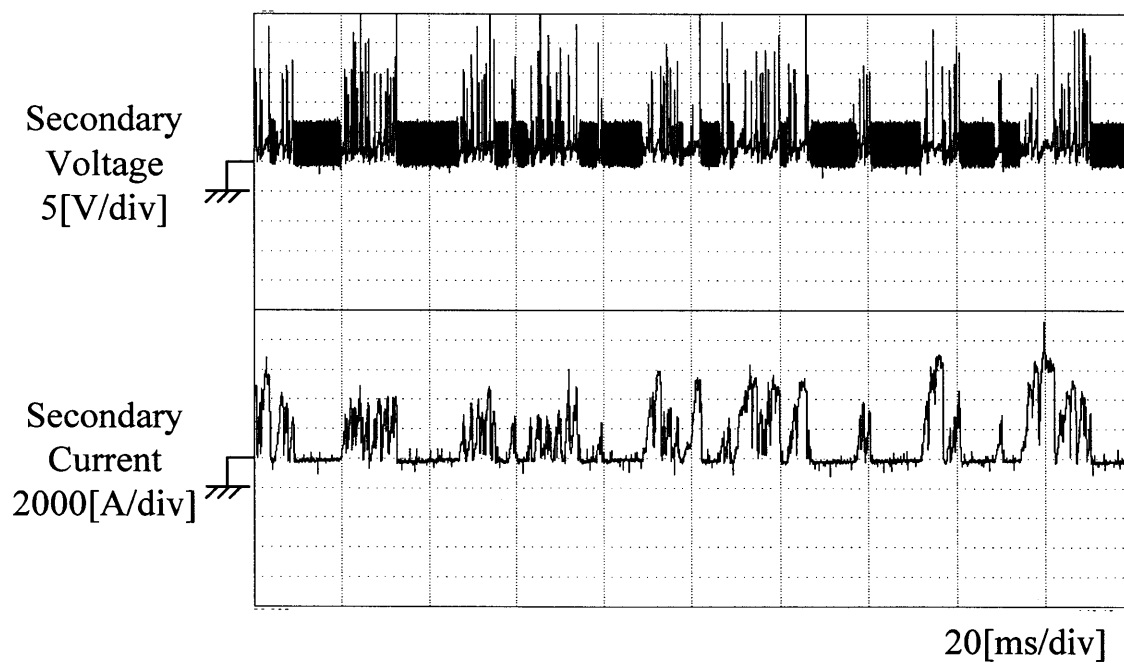


(b)  $I_{ref}(t)$ と時間の関数

図 6-33 時間と  $R_{ref}(t)$ の関数



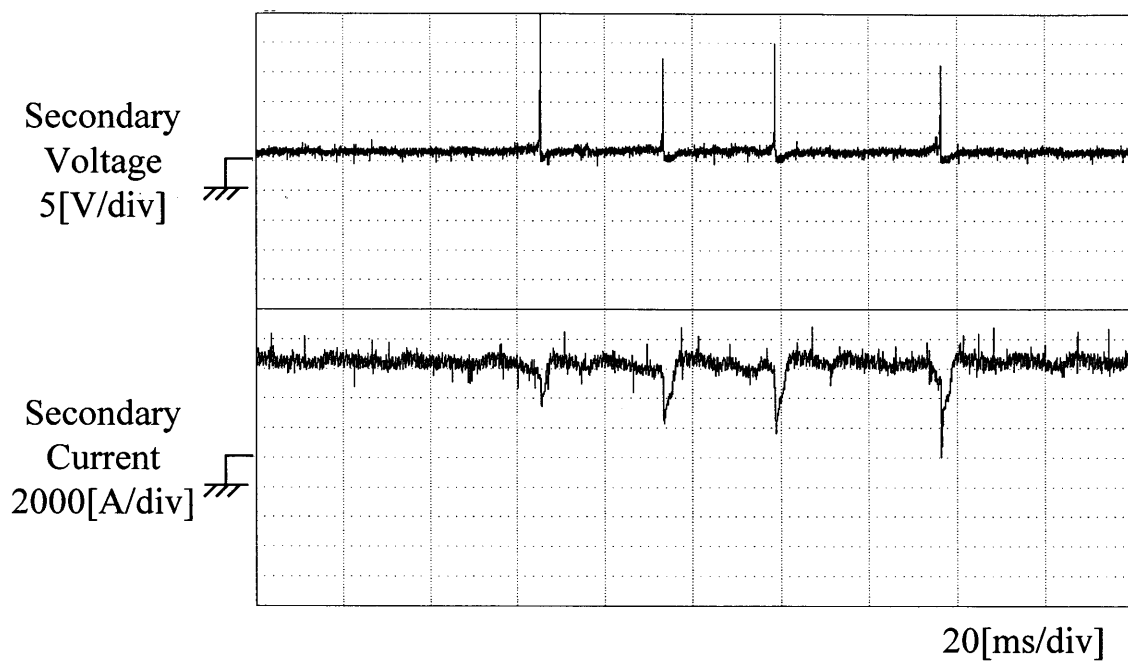
(a) 電圧・電流波形（溶接起動時）



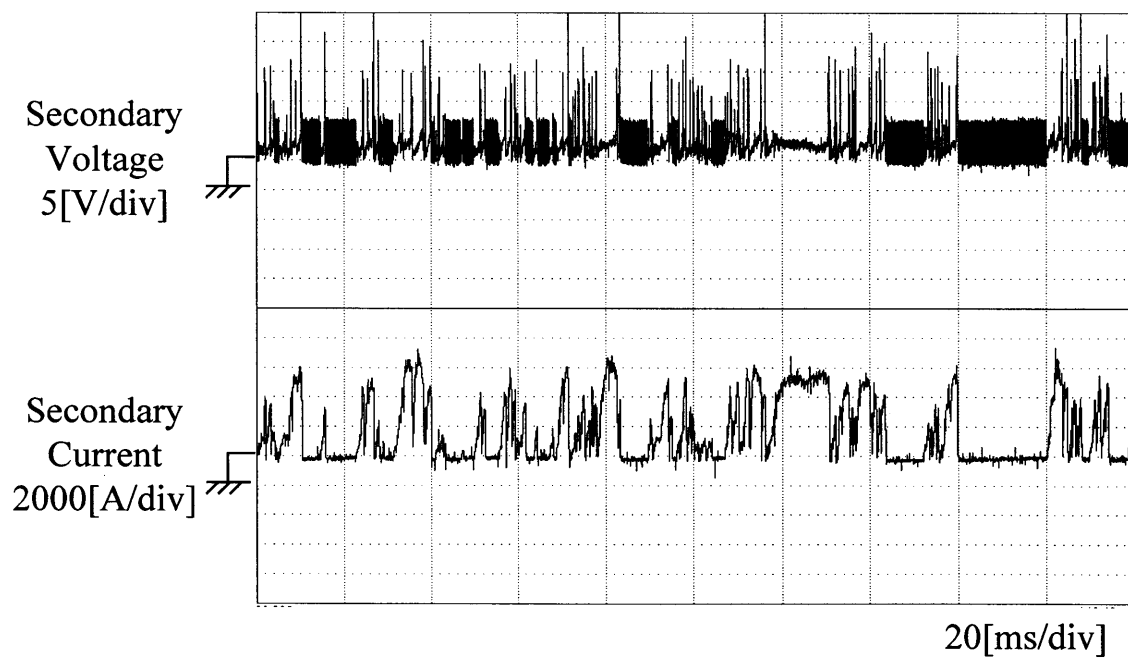
(b) 電圧・電流波形（ファイナル過程）

図 6-34  $I_{ref}=4400[A] \rightarrow 2200[A]/15[s]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega] \rightarrow 2.2[m\Omega]/15[s]$ ,  $n=1$





(a) 電圧・電流波形（溶接起動時）



(b) 電圧・電流波形（ファイナル過程）

図 6-35  $I_{ref}4400[A] \rightarrow 2200[A]/15[s]$ ,  $R_{ref}=1.1[m\Omega] \rightarrow 2.2[m\Omega]/15[s]$ ,  $n=20$

図 6-34(a), 6-35(a)より, 溶接起動時はフラッシュ発生が少なく大半がブリッジであり, ジュール加熱主体が実現できていることがわかる。また, 図 6-34(b), 6-35(b)よりファイナル過程はフラッシュ発生が多いことから, 連続フラッシュ主体が実現できていることがわかる。

次に, 直流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御の効果を定量的に確認する。

溶接起動時から 15 秒後までの 3 秒ごとに 1 秒間あたりのフラッシュ発生率を求め, 各時間に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を求めた。時間に対するフラッシュ発生率を図 6-36 に, ブリッジ発生率を図 6-37 に, オープン発生率を図 6-38 に示す。さらに, 図 6-39 に 15 秒間のバーンオフ損失を示す。

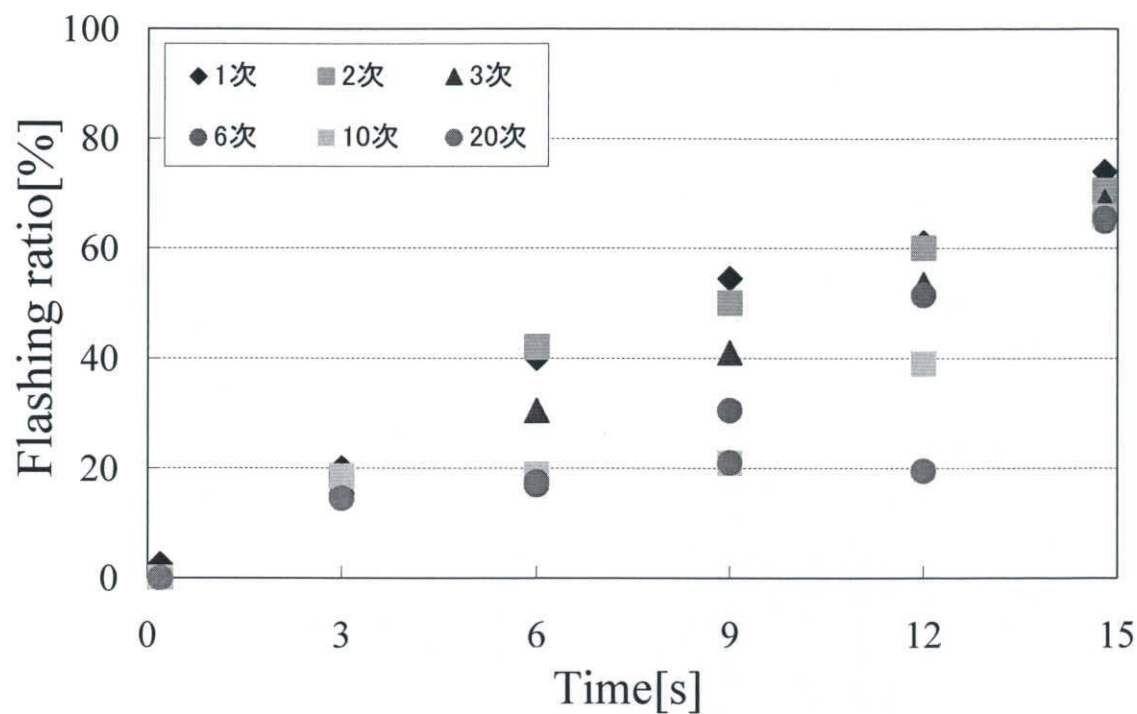


図 6-36 フラッシュ発生率

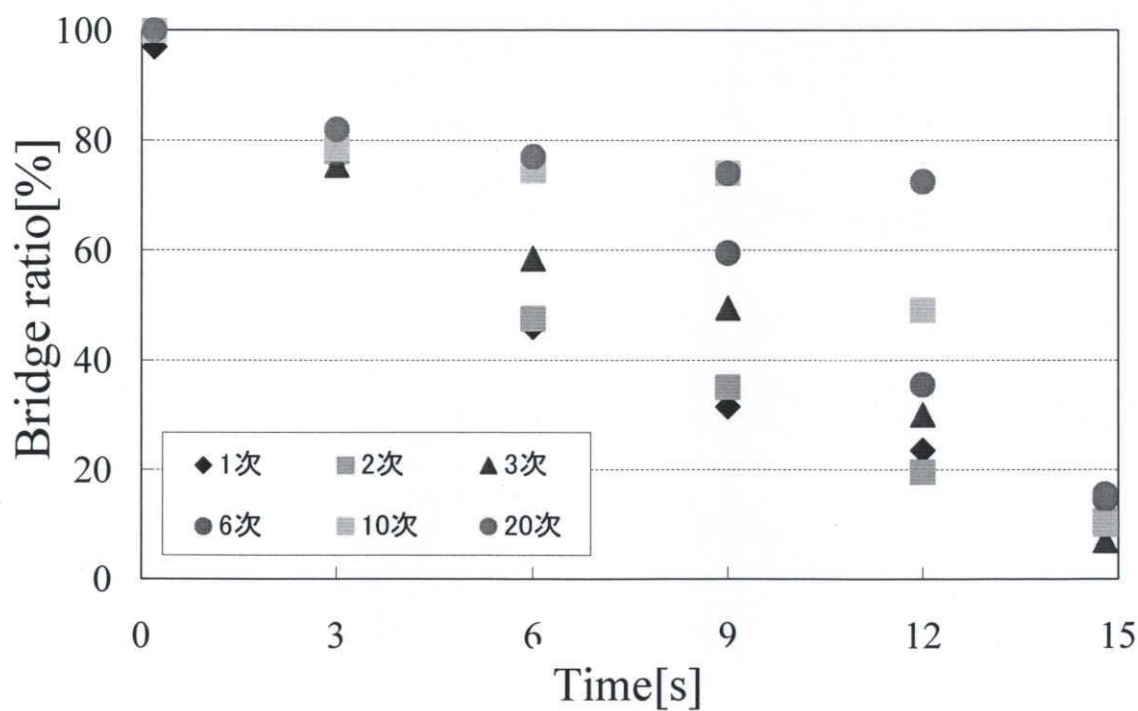


図 6-37 ブリッジ発生率

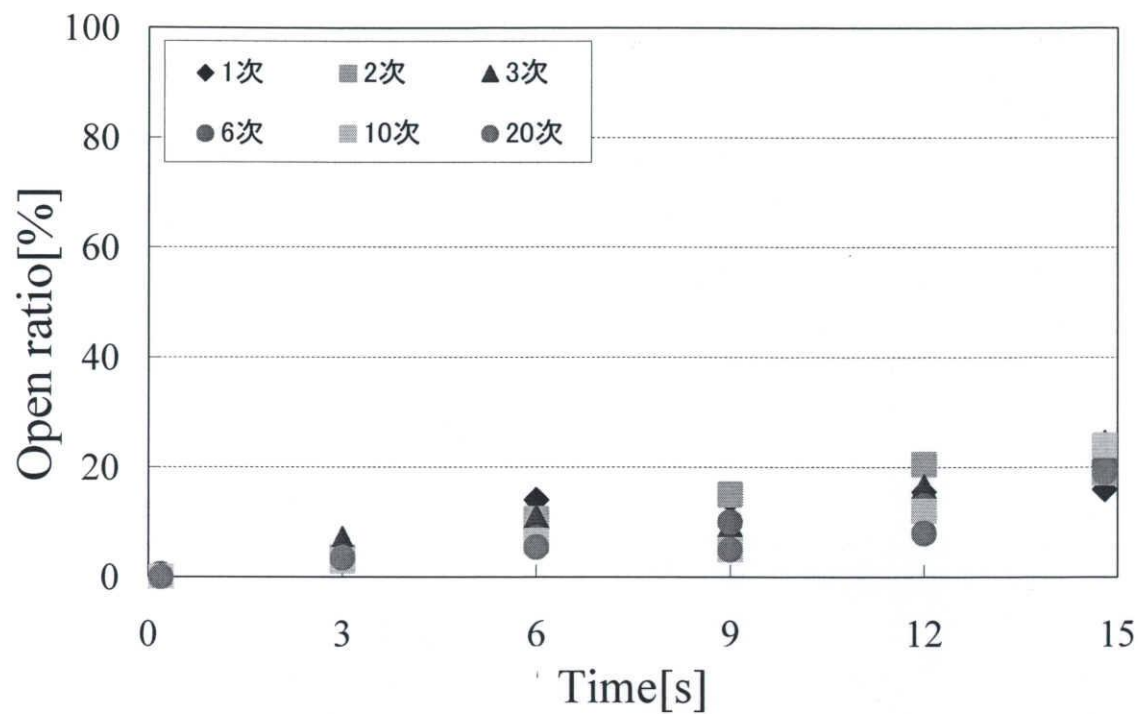


図 6-38 オープン発生率

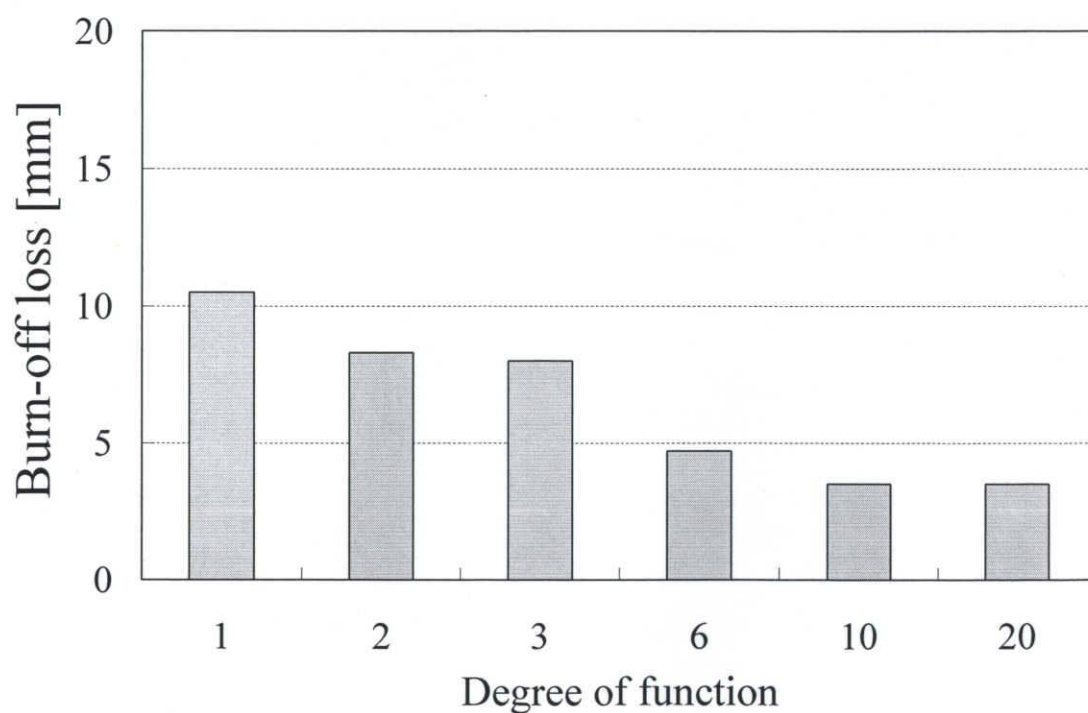


図 6-39 バーンオフ損失

図 6-36～6-39 より, 溶接起動時はフラッシュの発生が少なくブリッジの発生が多い。フラッシュ発生率は時間とともに増加していき, 15 秒後ではブリッジの発生が最も少なくフラッシュ発生率は最も大きくなっている。オープン発生は全体的に少ない。

よって, 直流フラッシュにおいても方形波交流フラッシュ同様, ハイブリッドプロセス制御が適用可能であることを定量的に確認できた。

また, 各基準値  $I_{ref}(t)$ ,  $R_{ref}(t)$  の次数  $n$  が小さい場合は早期にフラッシュの発生率が高くなっているのに対して, 次数  $n$  が大きい場合はフラッシュの発生率が低次よりも遅いことがわかる。つまり, 直流フラッシュにおいても方形波交流フラッシュ同様, 各発生率の時間的変化は基準値の時間関数の次数  $n$  によって制御可能であることが明らかになった。

さらに, 図 5-20 より次数  $n$  が大きいほどバーンオフ損失が減少しており, 1 次関数の 11mm と比べ 20 次関数では 5mm 以下と著しく減少していることが確認できる。つまり, バーンオフ損失も各基準値の時間関数の次数  $n$  によって制御可能であることが明らかになった。

次に, 各時間における  $I_{ref}(t)$  と  $R_{ref}(t)$  の値を各関数から計算で求め,  $I_{ref}(t)$  の変化に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率と,  $R_{ref}(t)$  の変化に対するフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を求めた。 $I_{ref}(t)$  に対する各発生率の変化を図 6-40～6-42 に,  $R_{ref}(t)$  に対する各発生率の変化を図 6-43～6-45 に示す。

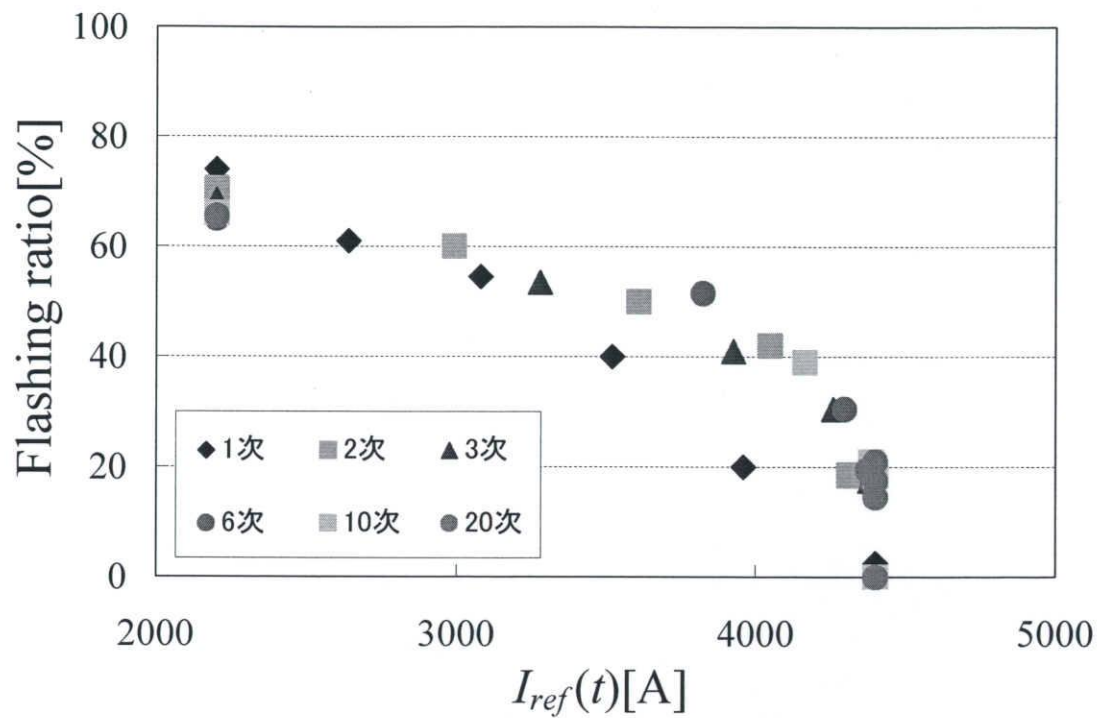


図 6-40  $I_{ref}(t)$ に対するフラッシュ発生率

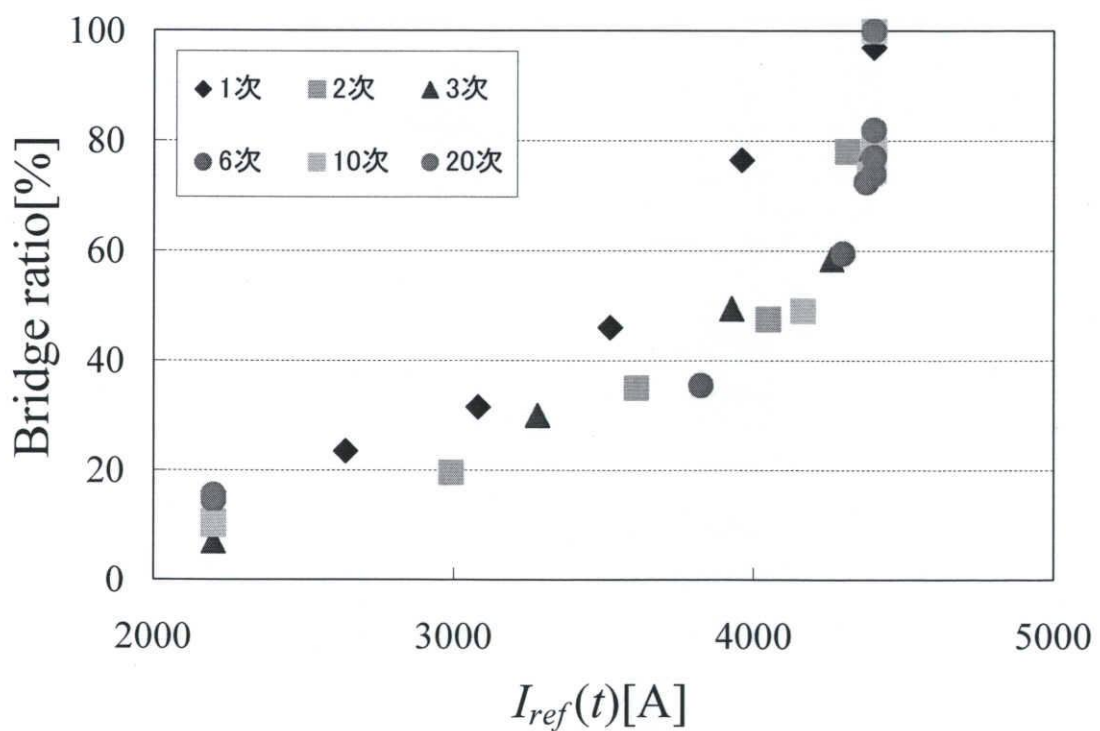


図 6-41  $I_{ref}(t)$ に対するブリッジ発生率

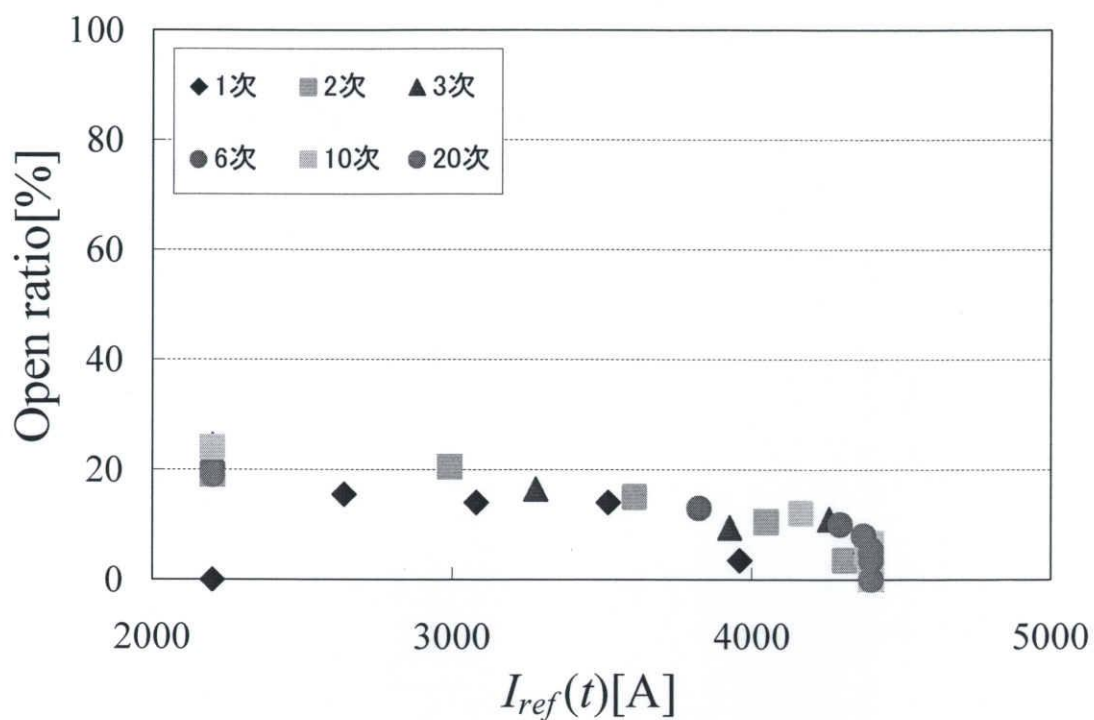


図 6-42  $I_{ref}(t)$ に対するオープン発生率

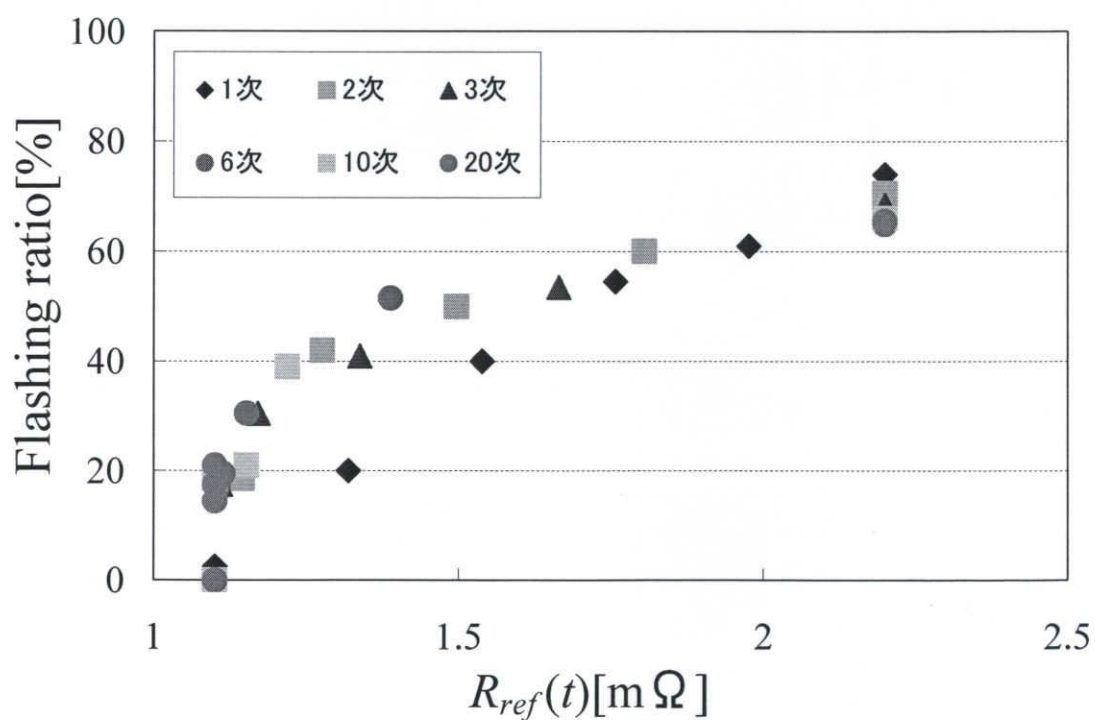


図 6-43  $R_{ref}(t)$ に対するフラッシュ発生率

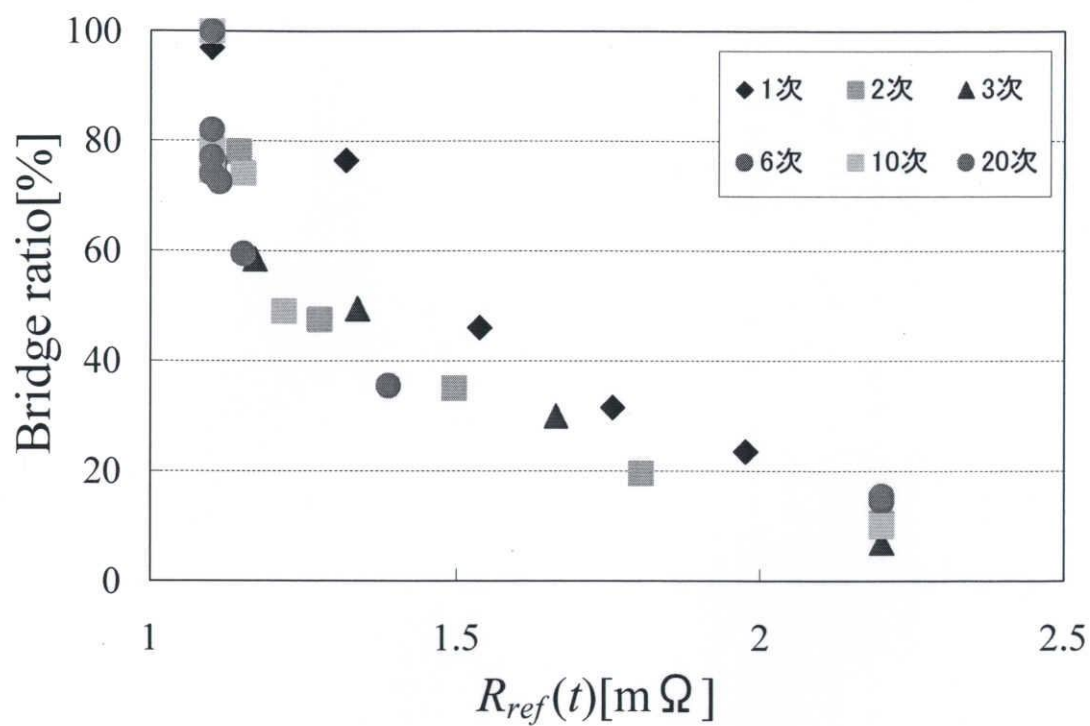


図 6-44  $R_{ref}(t)$ に対するブリッジ発生率

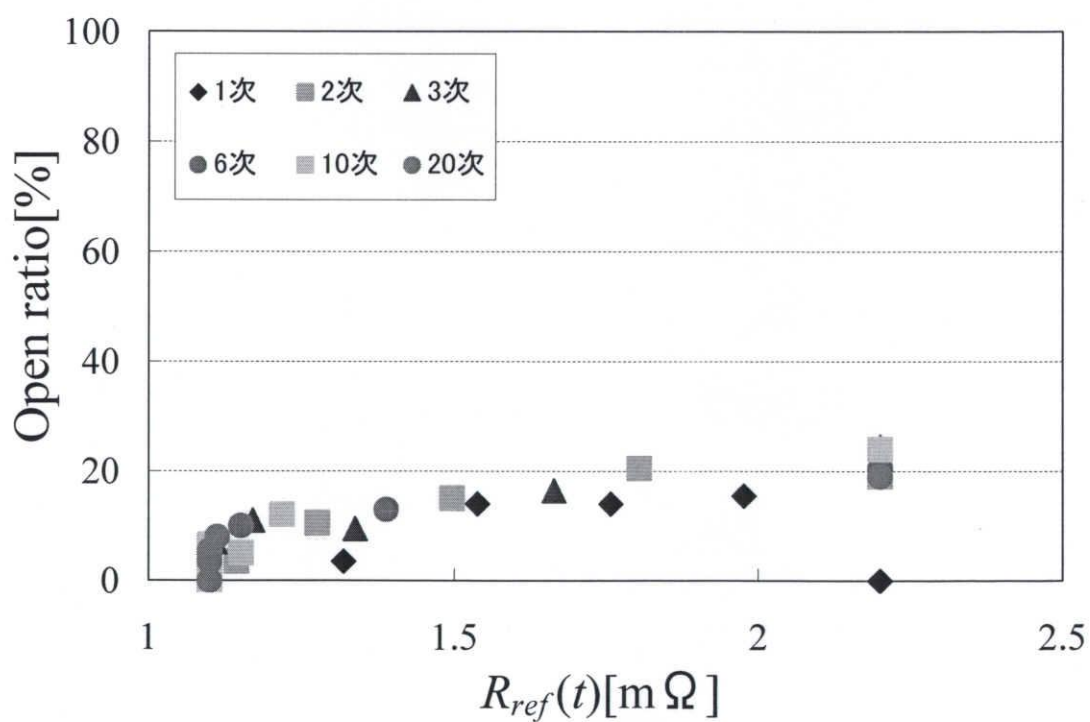


図 6-45  $R_{ref}(t)$ に対するオープン発生率



図 6-36～6-38 に示すように横軸を時間で整理した場合は次数  $n$  によって発生率の増加の仕方が異なっているのに対して, 図 6-40～6-45 のように横軸を各基準値  $I_{ref}(t)$ ,  $R_{ref}(t)$  どちらで整理しても関数の次数  $n$  に関わらず一つの曲線に収束していることが確認できる。

以上の結果より, フラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率と基準値  $I_{ref}(t)$ ,  $R_{ref}(t)$  との間には良い相関があることがわかる。

以上より, 直流フラッシュにおいても方形波交流フラッシュ同様, 基準値  $I_{ref}(t)$ ,  $R_{ref}(t)$  はフラッシュ発生率, ブリッジ発生率, オープン発生率を制御できる良いパラメータであることが明らかになった。

## 6.4 考察

直流フラッシュにおけるメカニカル制御，インバータ制御，ハイブリッド制御，ハイブリッドプロセス制御実験結果を比較し考察する。

まず，直流フラッシュにおけるメカニカル制御についてまとめる。

図 6-6～6-8 より，変調率 100%においてメカニカル制御の抵抗基準値  $R_{ref}$  をジュール加熱優先の値に設定することによって，フラッシュ発生が多くブリッジ発生は少ないことがわかる。また，連続フラッシュ優先の値に設定することによって，フラッシュ発生が多くブリッジ発生は少ないことがわかる。これは，図 6-9～6-11 に示すように，変調率 60%においても同様のことがいえる。

つまり，直流フラッシュにおいてもメカニカル制御を適用することができ，抵抗基準値  $R_{ref}$  によりフラッシュの発生を制御できることが明らかになった。

次に，直流フラッシュにおけるインバータ制御についてまとめる。

図 6-18～6-23 より，インバータ制御の電流基準値  $I_{ref}$  が小さい場合はフラッシュ発生が少なく，電流基準値  $I_{ref}$  が大きい場合はフラッシュ発生が多いことがわかる。

これは，インバータフルパワー制御を用いると部材が接触したら変調率を高応答で高める制御により接触部を急激に加熱できるので，小電流のうちにフラッシュへと移行させることができ，フラッシュ発生数を増加させることができるからである。

つまり，直流フラッシュにおいてもインバータ制御を適用することができ，電流基準値  $I_{ref}$  によりフラッシュの発生を自在に制御できることが明らかになった。

さらに，直流フラッシュにおけるハイブリッド制御について考察する。

図 6-28，6-29 よりインバータ制御，メカニカル制御各々の基準値をジュール加熱優先の値と連続フラッシュ優先の値に設定することによって，フラッシュ発生率は約 20%～65%の変動幅，ブリッジ発生率は約 20%～75%の変動幅，オープン発生率は約 5%～15%の変動幅があることがわかる。しかし，各発生率は溶接時間 15 秒間でほぼ一定であることがわかる。さらに，図 6-31 に示すように，連続フラッシュ優先の値に設定することで，方形波交流フラッシュ同様バーンオフ損失が増加することが再び確認することができる。

最後に、直流フラッシュにおけるハイブリッドプロセス制御についてまとめる。

図 6-36～6-38 より、ハイブリッドプロセス制御を適用し、各基準値を時間  $t$  の  $n$  次関数で制御することで、溶接起動時はフラッシュ発生が少なくブリッジ発生が多くなっており、ファイナル過程ではフラッシュ発生率は最も高くブリッジ発生率は最も低くなっていることがわかる。また、各発生率は時間とともに変化し、フラッシュ発生率は約 0%～75%の変動幅、ブリッジ発生率は約 5%～100%の変動幅、オープン発生率は約 0%～20%の変動幅があり、方形波交流フラッシュ同様、各基準値の次数  $n$  を変えることで自在に制御範囲を広げることが可能であることが再び明らかになった。さらに、各基準値の次数  $n$  を大きくすることでバーンオフ損失が少なくなっており、バーンオフ損失も広範囲に制御できることが明らかになった。

以上より、方形波交流フラッシュで提案されたメカニカル制御、インバータ制御は直流フラッシュにおいても適用可能であることが明らかになった。

また、インバータ制御、メカニカル制御を各々単独で制御するよりも、ハイブリッド制御を適用することで相乗効果によりフラッシュ発生率、ブリッジ発生率、オープン発生率、バーンオフ損失の制御範囲を大きくできることが明らかになった。

さらに、各基準値を時間  $t$  の  $n$  次関数で制御するプロセス制御を適用することで、時間変化に伴い加熱の程度やフラッシュ発生数、バーンオフ損失を制御することができ、ハイブリッド制御よりも更なる制御範囲の拡大に繋がることが明らかになった。

したがって、方形波交流フラッシュ同様、直流フラッシュにおいてもハイブリッドプロセス制御が非常に有効な制御であると結論づけられる。

## 第7章 結言

本研究は、パワーエレクトロニクス適用範囲拡大の一環として、溶接への応用を目的に行ったものである。

本論文では、方形波交流フラッシュにおいて、インバータ制御とメカニカル制御を組み合わせた新しい制御手法を提案し、直流フラッシュにおいても提案する制御手法が適用可能であることを検証することを目的とした。

従来、フラッシュ溶接では、フラッシュ過程全期間絶え間なくフラッシュを発生させるいわゆる連続フラッシュ制御法で行われてきたが、絶え間なく部材が飛散するため部材損失つまりバーンオフ損失が多くなり、熱損失が大きいという問題点が挙げられる。また、これまでフラッシュ溶接のインバータ制御に関する研究は専ら方形波交流フラッシュ溶接のみであり、直流フラッシュにインバータ電源を適用した事例は報告されているが、インバータ制御を適用した事例は報告されていない。

そこで、本研究では、インバータ制御とメカニカル制御を組み合わせたハイブリッド制御および連続フラッシュとは異なるコンセプトでフラッシュ過程全期間を制御するハイブリッドプロセス制御を提案することを目的とした。さらに、直流フラッシュにおいても方形波交流フラッシュで提案されたメカニカル制御やインバータ制御およびハイブリッドプロセス制御を適用し、その有用性を検証することを目的とした。

まず、方形波交流フラッシュにおいて、従来の連続フラッシュ制御法とは異なるコンセプトのフラッシュ過程全期間の制御法を提案した。

フラッシュ過程制御の新たなコンセプトは、フラッシュ過程を部材の加熱を主な目的とする加熱過程と部材の酸化皮膜の飛散を主な目的とするファイナル過程に分ける。加熱過程はフラッシュの発生を少なくジュール加熱主体で部材を加熱し、時間とともにフラッシュの発生を徐々に増加させていき、ファイナル過程では連続フラッシュとするものである。このコンセプトはインバータ制御およびメカニカル制御の制御パラメータを時間関数で変化させることで実現できると考えたが、各々単独で制御するよりも組み合わせて制御することで一層制御範囲が広がると考えた。

新たに提案するハイブリッドプロセス制御を方形波交流フラッシュに適用し実現できることを実験により明らかにした。

実験結果より、時間変化に伴い加熱の程度やフラッシュ発生数、バーンオフ損失を制御することができ、非常に有効な制御法であることが明らかになった。

次に，直流フラッシュに方形波交流フラッシュで提案されてきた

- (1) メカニカル制御
- (2) インバータ制御
- (3) ハイブリッド制御
- (4) ハイブリッドプロセス制御

の4種類の制御を適用した。

実験結果より，方形波交流フラッシュ同様，直流フラッシュにおいてもメカニカル制御およびインバータ制御を適用することができ，制御パラメータにより任意のフラッシュ発生率が得られることが明らかになった。

さらに，提案するハイブリッド制御およびハイブリッドプロセス制御を適用することで，方形波交流フラッシュ同様，単独制御を上回る制御性能を得ることができることを明らかにし，時間変化に伴い加熱の程度やフラッシュ発生数，バーンオフ損失を制御することができ，更なる制御範囲の拡大に繋がることを明らかにした。

本論文で提案したハイブリッド制御やハイブリッドプロセス制御の制御技術は，フラッシュ溶接の品質向上や生産性向上に寄与できると期待され，方形波交流フラッシュ溶接および直流フラッシュ溶接のどちらにも適用することができるので，実用の可能性が高い制御技術であると期待される。

## 参考文献

- [1]佐藤，下岡：「抵抗溶接とその応用（IV）（フラッシュ溶接）」，溶接学会軽構造接合加工研究委員会編，黒木出版社，1993年3月
- [2]佐藤，石田：「方形波交流フラッシュ現象について－PWM インバータを用いたフラッシュ溶接制御法の研究（第1報）－」，溶接学会論文集，Vol.22（2004）No.3,p417-423
- [3]佐藤，石田：「PWM インバータによる連続フラッシュ制御法－PWM インバータを用いたフラッシュ溶接制御法の研究（第2報）－」，溶接学会論文集，Vol.22（2004）No.3,p424-429
- [4]佐藤，石田：「PWM インバータによるジュール加熱優先フラッシュ制御法－PWM インバータを用いたフラッシュ溶接制御法の研究（第3報）－」，溶接学会論文集，Vol.22（2004）No.3,p430-434
- [5]道家，佐藤，石田：「フラッシュ溶接におけるインバータ電源制御の研究」，三重大学大学院工学研究科修士論文，No.15-1047
- [6]清原，野沢：「フラッシュバット溶接機の電圧フィードバック制御について」，溶接学会誌，Vol.44(1975)No.12,p24-30
- [7]熊本，佐藤，石田：「PWM インバータを応用したフラッシュ過程プロセス制御の研究」，三重大学大学院工学研究科修士論文
- [8]佐藤：「インバータ技術を利用したフラッシュ溶接制御法の研究」，三重大学大学院工学研究科博士論文

## 関連論文および口頭発表

- ・ 道家, 熊本, 石田, 佐藤 : 「インバータ電源を用いたフラッシュ溶接制御法」平成 15 年電気学会全国大会論文集, No.4-109, Vol.4, pp.166-167
- ・ 熊本, 畔柳, 佐藤, 石田 : 「PWM インバータを用いたフラッシュ制御ーフラッシュ過程におけるプロセス制御」平成 16 年電気学会全国大会論文集, No. 4-025, pp.36-37
- ・ 熊本, 佐藤, 石田 : 「PWM インバータ電源を用いたフラッシュ溶接制御」平成 16 年電気関係学会東海支部連合大会論文集, P-.049
- ・ 熊本, 佐藤, 石田 : 「PWM インバータ電源を用いたフラッシュ溶接制御ーインバータ制御とメカニカル制御の協調制御ー」パワーエレクトロニクス学会創設記念大会講演予稿集, pp.4, 2004
- ・ 名倉, 佐藤, 石田 : 「フラッシュ溶接におけるフラッシュ現象の電気回路モデルの提案」平成 17 年電気学会全国大会論文集, No. 4-226, pp.359-360
- ・ 名倉, 熊本, 佐藤, 石田 : 「PWM インバータ電源を用いたフラッシュ溶接制御ーインバータ制御とメカニカル制御の協調制御ー」平成 18 年電気学会全国大会論文集, No. 4-214, pp.343-344
- ・ 名倉, 佐藤, 山村, 石田 : 「フラッシュ溶接のための IGBT インバータ制御ーインバータ制御とメカニカル制御の協調制御ー」平成 18 年半導体電力変換研究会資料, EDD-06-58, SPC-06-133, pp.59-64
- ・ 名倉, 佐藤, 山村, 石田 : 「PWM インバータを用いたフラッシュ溶接制御ーインバータ制御とメカニカル制御の協調制御ー」平成 18 年電気学会論文誌 D 部門, 投稿中

## 謝辞

本研究の遂行および本論文の作成において、右も左もわからない拙生に対し終始丁寧にご指導いただきました三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 石田 宗秋先生，同大学 電気電子工学 工学博士 講師 山村 直紀先生，同大学 電気電子工学 工学博士 助手 残間 忠直先生，文部科学技官 廣田 栄毅氏により心より御礼申し上げます。また，貴重な時間をさいて本論文の査読をして頂いた三重大学 電気電子工学 工学博士 教授 平井 淳之先生に心より御礼申し上げます。

NKK，日本鋼管工事株式会社にてフラッシュ溶接の第一人者としてご活躍され，同時に同大学大学院に在籍され，研究室の先輩として終始丁寧にご指導いただきました同大学工学部 リサーチフェロー，佐藤 之彦氏に心より御礼申し上げます。

先輩として丁寧にご指導いただきました平成 17 年度同大学大学院博士前期過程修了 熊本 佳人氏に心より御礼申し上げます。

共にフラッシュ溶接について研究した平成 18 年度学部 4 年生 三貫納 雄氏，平成 19 年度学部 4 年生 古川 哲也氏に心から感謝いたします。

平成 17 年 4 月の研究室配属から多くの時間を共に過ごした制御システム研究室のみなさんに心から感謝いたします。

最後に，三年の長きにわたり研究に専念することができたのは，家族の理解と協力のお陰であります。末筆ではありますが，家族に対する深い感謝の念をもって本論文を締めくくりたいと思います。