

アーク溶接の極低スパッタ化に向けた高速電流
応答による溶滴移行制御に関する研究

橋本 裕志

2024年2月

目次

第1章	序論.....	1
1.1	研究背景.....	1
1.1.1	アーク溶接の概要と課題.....	1
1.1.2	アーク溶接電源の技術的変遷.....	4
1.1.3	アーク溶接電源の基本回路構成と動作.....	11
1.1.4	アーク溶接の溶滴移行とスパッタ発生要因.....	13
1.1.5	炭酸ガスアーク溶接の溶滴移行制御技術.....	18
1.2	研究目的.....	24
1.3	論文概要.....	25
第2章	極低スパッタ化に向けた溶滴移行制御の課題とその解決策.....	28
2.1	緒論.....	28
2.2	溶滴移行のメカニズム.....	29
2.3	アーク溶接の回路モデル.....	34
2.4	反発移行の溶滴移行状態の検出.....	37
2.5	極低スパッタ化のための溶滴移行制御の課題と新たな電流制御の思想.....	40
2.5.1	溶滴移行制御の課題.....	40
2.5.2	極低スパッタ化に向けた溶接電流制御の考え方.....	41
2.6	本研究の位置づけ.....	44
2.7	結論.....	46
第3章	目標値応答と外乱応答に優れた溶接電源制御方法.....	47
3.1	緒論.....	47
3.2	多相インターリーブ降圧回路の構成と動作.....	49
3.2.1	溶接電源用単相降圧回路とその制御方法.....	49
3.2.2	N相インターリーブ降圧回路.....	51
3.2.3	インターリーブ化によるインダクタへの影響.....	53
3.3	溶接電源の電流フィードバック制御.....	54

目次

3.3.1	電流フィードバック制御方式の定義	54
3.3.2	個別電流制御方式.....	55
3.3.3	一括電流制御方式.....	57
3.3.4	PI 制御ゲイン設定方法.....	59
3.4	シミュレーションによる電流制御方式の評価.....	61
3.4.1	回路構成と電流制御方式の応答特性評価方法.....	61
3.4.2	周波数応答による評価.....	62
3.4.3	ステップ応答による評価.....	65
3.5	実機試験による応答性能の検証	66
3.5.1	実験装置・方法.....	66
3.5.2	実験結果.....	67
3.6	溶接電源に適した回路構成と電流制御方式.....	70
3.7	結論	72
第 4 章	溶接電源の大電流応答評価.....	73
4.1	緒論	73
4.2	ユニポーラ型インターリーブ溶接電源の評価.....	74
4.2.1	ユニポーラ型インターリーブ溶接電源の回路構成	74
4.2.2	試験対象溶接電源の制御パラメータ	78
4.2.3	抵抗器負荷におけるインターリーブ電源の電流応答性能評価.....	79
4.2.4	アーク溶接反発移行におけるインターリーブ電源の電流応答性能評価	81
4.3	バイポーラ型インターリーブ溶接電源の評価.....	84
4.3.1	バイポーラ型インターリーブ溶接電源の回路構成	84
4.3.2	アーク溶接反発移行におけるバイポーラ型の電流応答性能評価	87
4.3.3	アーク溶接短絡移行におけるバイポーラ型の電流応答性能評価	89
4.4	結論	91
第 5 章	溶滴移行時の電流応答高速化が及ぼす影響評価.....	92
5.1	緒論	92
5.2	アーク溶接反発移行時における電流応答高速化の影響	93

5.3	アーク溶接短絡移行時における電流応答高速化の影響	102
5.4	結論	105
第 6 章	結論.....	106
6.1	本研究の成果.....	106
6.2	今後の課題	108
謝辞	109
参考文献	110
論文目録	116

図目次

図 1-1	アーク溶接スパッタ飛散の様子	3
図 1-2	付着スパッタの例	3
図 1-3	溶接電源の変遷	6
図 1-4	パルス溶接用電源回路の変化	7
図 1-5	溶接電源の出力電流と質量の関係	8
図 1-6	溶接電流と入力電流の関係	8
図 1-7	溶接電源のサイズ・重量変遷	9
図 1-8	インターリーブ降圧回路の溶接電源適用例	9
図 1-9	アーク溶接の主な因子の動作時間	10
図 1-10	インバータ制御溶接電源回路構成	12
図 1-11	MAG 溶接の溶滴移行形態	15
図 1-12	MAG 溶接の溶滴移行形態	15
図 1-13	溶滴移行におよぼすシールドガスの影響	16
図 1-14	炭酸ガスアーク溶接の反発移行における主なスパッタ発生形態	16
図 1-15	短絡移行の状態遷移	16
図 1-16	炭酸ガスアーク溶接の短絡移行における主なスパッタ発生形態	17
図 1-17	反発移行のスパッタを低減する出力波形例	21
図 1-18	低スパッタ短絡移行プロセスの電流波形制御	21
図 1-19	トランス 2 次側の制御による電流急減回路例	22
図 1-20	ワイヤ送給制御プロセスの機器構成図	22
図 1-21	慣性を利用した溶滴移行制御	23
図 1-22	本論文構成と公表論文との関係	27
図 2-1	非軸対象のアークプラズマと溶滴	32
図 2-2	シミュレーションによるスパッタ発生の様子	32
図 2-3	反発移行におけるスパッタ発生メカニズム	33
図 2-4	破断までの溶滴および橋絡部の形状変化（計算）	33

図 2-5	短絡から 1.5ms 後の熔融金属内の速度分布.....	33
図 2-6	アーク溶接回路モデル.....	36
図 2-7	アーク・短絡の状態変移を考慮した溶接回路モデル.....	36
図 2-8	反発移行時の電流・電圧波形例.....	38
図 2-9	反発移行の溶滴くびれ進展例.....	39
図 2-10	反発移行の溶滴離脱予兆検出フローチャート.....	39
図2-11	反発移行のスパッタ低減方法.....	43
図2-12	提案する電流制御方法.....	43
図2-13	スパッタ低減の電流制御方法に関する本研究の位置づけ.....	45
図 3-1	基本的な降圧回路の動作.....	50
図 3-2	N相インターリーブ降圧回路構成.....	51
図 3-3	N相インターリーブ降圧回路のスイッチタイミングと電流波形例.....	52
図 3-4	3相インターリーブ降圧回路構成.....	54
図 3-5	インターリーブ個別電流制御ブロック図.....	56
図 3-6	インターリーブ個別電流制御タイミングチャート.....	56
図 3-7	インターリーブ一括電流制御ブロック図.....	58
図 3-8	インターリーブ一括電流制御タイミングチャート.....	58
図 3-9	インターリーブ個別電流制御等価回路.....	60
図 3-10	インターリーブ一括電流制御等価回路.....	60
図 3-11	目標値応答比較（周波数応答・シミュレーション）.....	64
図 3-12	外乱応答比較（周波数応答・シミュレーション）.....	64
図 3-13	目標値応答と外乱応答（ステップ応答・シミュレーション）.....	65
図 3-14	目標値応答（周波数応答・実験）.....	68
図 3-15	目標値応答（ステップ応答・実験比較）.....	69
図 3-16	外乱応答（ステップ応答・実験比較）.....	69
図 4-1	従来型溶接電源.....	75
図 4-2	ユニポーラ（電極プラス）型 3 相インターリーブ降圧回路を適用した溶接電 源.....	76

図目次

図 4-3	抵抗負荷における電流目標応答	80
図 4-4	反発移行における電流目標値応答	82
図 4-5	反発移行時の抵抗値変化	83
図 4-6	反発移行時の時定数変化	83
図 4-7	バイポーラ型インターリーブ降圧回路を適用した溶接電源	85
図 4-8	反発移行時のユニポーラ型とバイポーラ型の応答比較	88
図 4-9	反発移行時の抵抗値変化	88
図4-10	短絡移行時の電流立ち下り応答比較	90
図 5-1	反発移行時の溶接電流電圧波形例（従来電源）	96
図 5-2	図 5-1 における溶滴挙動（従来電源）	96
図 5-3	反発移行時の溶接電流電圧波形例（インターリーブ電源：仮説A）	97
図 5-4	図 5-3 における溶滴挙動（インターリーブ電源：仮説A）	97
図 5-5	反発移行時の溶接電流電圧波形例（インターリーブ電源：仮説B）	98
図 5-6	図 5-5 における溶滴挙動（インターリーブ電源：仮説B）	98
図 5-7	スパッタ計測例	99
図 5-8	平均スパッタ面積比較	100
図 5-9	溶滴離脱時の平均電流比較	100
図5-10	溶滴離脱時間比較	100
図5-11	反発移行へのバイポーラ型電源適用時の波形例	101
図5-12	図5-11における溶滴挙動	101
図5-13	短絡移行時の溶接電流・電圧波形（ユニポーラ型インターリーブ）	103
図5-14	短絡移行時の溶滴挙動（ユニポーラ型インターリーブ）	103
図5-15	短絡移行時の溶接電流・電圧波形（バイポーラ型インターリーブ）	104
図5-16	短絡移行時の溶滴挙動（バイポーラ型インターリーブ）	104
図5-17	短絡移行におけるスパッタ比較	104

表目次

表 1-1	主な溶接工法と電源.....	2
表 3-1	回路・制御方式における制御パラメータ一覧.....	60
表 3-2	回路比較条件.....	61
表 3-3	実験装置仕様・動作条件.....	66
表 3-4	各電源方式の性能比較結果.....	71
表 4-1	溶接電源の主な仕様.....	76
表 4-2	回路パラメータ.....	77
表 4-3	溶接電源の PI 制御器パラメータ.....	78
表 4-4	抵抗負荷における応答時間.....	80
表 4-5	アーク溶接試験条件.....	82
表 4-6	電流減衰特性の比較.....	83
表 4-7	比較試験における回路パラメータ.....	85
表 4-8	アーク状態と短絡状態の PI 制御器パラメータ.....	86
表 4-9	反発移行時のユニポーラ型とバイポーラ型の電流立ち下り比較.....	88
表 4-10	短絡移行の溶接条件.....	90
表 5-1	スパッタ撮影条件.....	99

第1章 序論

1.1 研究背景

1.1.1 アーク溶接の概要と課題

金属を接合する溶接は、現在の工業製品の製造・加工において必要不可欠な技術である。溶接は金属接合部を局所的な高温とするための熱源により分類され、主な溶接工法としてアーク熱を利用して母材を溶融するアーク溶接、電気抵抗によるジュール熱を利用した抵抗溶接⁽¹⁾、摩擦熱を利用した摩擦攪拌接合⁽²⁾、高出力レーザーを利用したレーザー溶接⁽³⁾などがある。その中でもアーク溶接は溶接工法の主流であり最も多くの製造分野で利用されている。アーク溶接では接合対象となる材料種類および材料の厚さに応じて様々な溶接工法があり、溶接に必要な電力を供給する溶接電源は溶接工法や必要な溶接電流に応じて使い分けられている。表 1-1 に現在使用されている主なアーク溶接工法の特徴および電源に求められる仕様を示す。表 1-1 の溶接工法において、非消耗電極式溶接方式である TIG(Tungsten Inert Gas)溶接と、消耗電極式溶接方式である MIG(Metal Inert Gas)溶接および MAG(Metal Active Gas)溶接は、いずれも溶融金属の窒化を防ぐシールド材料としてガスを用いる溶接工法であり、ガスシールドアーク溶接と呼ばれる。シールドガスには不活性ガスであるアルゴン (Ar) ガス、Ar-CO₂混合ガス、100%-CO₂ガスなどが使用される。ガスシールドアーク溶接は溶接ワイヤを連続的に供給することによって長時間の溶接が可能であり、ロボットを用いた自動溶接に適している。特に Ar-CO₂混合ガスあるいは 100%-CO₂ガスを用いる MAG 溶接は多くの鉄鋼材料の溶接に用いられる。特に 100%-CO₂ガスを用いる炭酸ガスアーク溶接は、溶接能率が高い、つまり溶接速度が速く溶け込みが深いという特徴を持ち、自動車の下回り部品や建築鉄骨材製作において主流の溶接手法である。こうした溶接現場では、近年の少子高齢化による溶接作業員・熟練工の不足が大きな問題となっており、溶接の自動化が喫緊の課題である。溶接工程において、溶接時に発生するスパッタが母材に付着すると製作物の品質が低下する。またシールドガスをアーク部に供給するためのノズルにスパッタが大量に付着するとシールドガスが不足

第1章
序論

して溶接金属が窒化し、溶接金属の機械特性が劣化する⁽⁴⁾。このような付着スパッタの除去のための溶接中断は自動化の妨げとなるため、スパッタ発生は限りなく少なくすることが望まれている。図1-1にアーク溶接におけるスパッタ飛散の様子を示す。また図1-2(a)に母材に付着したスパッタ、図1-2(b)にノズルにスパッタが付着してノズルのガス出口が閉塞状態となった例を示す。

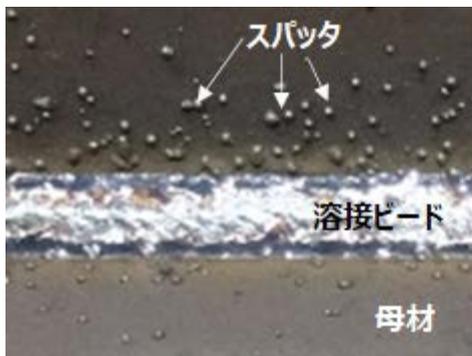
MAG溶接においてシールドガス中のAr割合が多い場合は比較的スパッタ発生量が少ない傾向があるが、Arガスは空気分離法などによって製造されるため高価である。そのため高い溶接能率と大量のシールドガスが必要な建築鉄骨溶接などには安価な100%-CO₂ガスの使用が求められている。ただし、100%-CO₂ガスを使用する炭酸ガスアーク溶接(CO₂溶接)は、シールドガスにArを混入した溶接に比べてスパッタ発生量が多いという問題がある。このため、炭酸ガスアーク溶接におけるスパッタ低減は長年にわたり溶接工法の主な課題となっている。

表1-1 主な溶接工法と電源

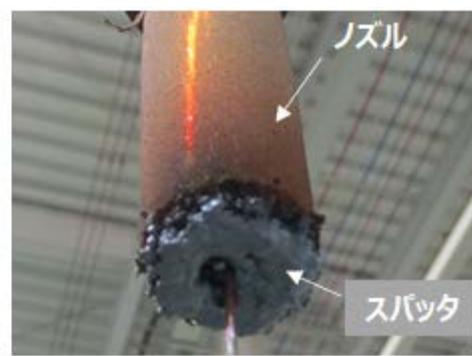
溶接工法	主な用途	シールドガス	特徴	電源	電流
被覆アーク溶接	軟鋼/SUS	不要	一般的な手溶接。	交流/直流	～300A
TIG溶接	あらゆる金属に対応	Ar 100%	自動/半自動溶接。非消耗電極。最も高品質溶接。溶接速度が遅く、コスト高。	直流/パルス/交流	～500A
MIG溶接	アルミ/チタン/銅合金/SUS	Ar 100%	自動/半自動溶接。消耗電極。MAGよりも高品質/速度が遅く、コスト高。	直流/パルス	～500A
MAG溶接	軟鋼	Ar80%/CO ₂ 20%	自動/半自動溶接。消耗電極。MIGとCO ₂ の中間のコスト。低スパッタ。	直流/パルス	～500A
	CO ₂ 溶接	CO ₂ 100%	自動/半自動溶接。消耗電極。高能率で低コスト。スパッタが多い。	直流/パルス	～500A
サブマージ	軟鋼(厚板)	不要	自動/半自動溶接。大入熱1パス溶接。	直流	～1000A



図 1-1 アーク溶接スパッタ飛散の様子



(a)母材付着スパッタ例



(b)ノズル付着スパッタ例

図 1-2 付着スパッタの例

1.1.2 アーク溶接電源の技術的変遷

アーク溶接のための電気エネルギー供給源である溶接電源の歴史は古く、直流発電機を用いた直流溶接電源や変圧器を用いた交流溶接電源が約100年前に実用化されている。図1-3にアーク溶接電源（電力変換回路）の現在までの変遷を示す⁽⁵⁾⁻⁽¹²⁾。当初の溶接機は溶接電流／電圧制御機能が無く、可変抵抗やタップの切り替え、トランスの漏れ磁束などを変更して溶接電圧を調整するものであった。交流溶接電源については、その後も大きな変化はなく、可動鉄心型のトランスを用いた電源が現在でも利用されている。一方で直流溶接電源は、パワー半導体の進歩に伴ってセレン整流式→シリコン整流式→サイリスタ制御と進化し、サイリスタ制御において溶接電流／電圧のフィードバック制御によって、TIG/MIG/MAG溶接が可能となった。しかしサイリスタ制御電源は、制御周期が交流電源周期に依存し制御性能としては不十分であり、また三相商用トランスを搭載しているため機器が大型かつ重いという問題があった。これら問題に対して、まずは制御性能改善を目的にアナログアンプ式のトランジスタ制御電源が開発され、次いでチョップ制御のパルス電源が開発された。前者は電流／電圧制御の自由度と応答性から溶接プロセス研究開発に大きく寄与したが、後者は制御性能に問題があったため普及しなかった。その後、溶接電源は制御性能の高いデジタル制御インバータ方式が主流となり、パワー半導体や制御プロセッサの進化に伴ってスイッチング周波数／制御周波数は20kHz/40kHz→50kHz/100kHzと高速化が進み、スパッタ低減やビード形状改善など溶接品質向上に大きく寄与している。

図1-4に、サイリスタ制御電源以降のパルス溶接電源の変遷を示す。パルス溶接電源とは、100A程度のベース電流に周期的に300～500Aのピーク電流を重畳させることで、周期かつ安定的に溶滴を離脱させる電源方式である⁽¹³⁾。サイリスタ制御溶接電源はパルス波形のベース電流とピーク電流を別々の回路で生成し、出力部で電流を合成する。ベース電流回路は電流の安定化を狙ってインダクタンスの大きなリアクトルを用い、ピーク電流回路は電流変化を大きくするためにインダクタンスの比較的小さいリアクトルを用いる。トランジスタ制御溶接電源（チョップ回路）もこの考えを引き継いでおり、パワー半導体をサイリスタからトランジスタに置き換えたものであるため、リップル電流低減と制御応答性の両立が難しかった。これに対して1980年代に開発されたインバータ制御溶接電

源⁽⁶⁾は高周波 PWM インバータで上記のパルス電流波形を生成し、高周波トランスで絶縁後に整流して波形生成する。そのため、サイリスタ方式やチョップ方式に比べてインバータ方式のトランスは大幅に小型軽量化され、結果として図 1-5 に示すように溶接電源の重量は3分の1程度まで軽量化できた。また図 1-6 に示すようにインバータ方式はサイリスタ方式に比べて無負荷時の入力電流をほぼゼロにできるため、特に低負荷時の電力損失を大幅に低減できる。さらにスイッチング周波数を数 10kHz 以上に設定することにより、電流制御の応答性は飛躍的に向上した。以上のような制御性能差異やコストなどを理由として、チョップ方式の溶接電源は 1980 年代以降インバータ制御溶接電源に置き換わった。なお 1000A 程度の大電流が必要とされるサブマージ溶接は、装置の小型化や制御性能を求められていないため、現在でもサイリスタ方式が利用されている。

次に一般的な電力変換装置において重要視される電力変換効率や機器サイズに関する溶接電源への要求を述べる。電力変換効率の観点において溶接電源は一般的な省エネ性能よりも「使用率」と呼ばれる装置の連続運転性能が重視される。使用率は 10 分間の溶接作業のうち定格溶接電流で連続運転可能な時間の割合で定義される⁽¹⁴⁾。インバータ制御溶接電源の主な電力損失発生源は、高周波インバータ・高周波トランス・高周波整流回路である。高周波インバータ回路はゼロ電流スイッチングの採用などにより損失低減を図っているが、高周波トランスの損失低減が難しく、現在の溶接電源全体の電力変換効率は 90%程度が上限となっている。溶接電源の電力変換効率向上は使用率の向上として電源装置の付加価値となる。

機器サイズに関して、従来は大型構造物の製作に用いられる 500A 級の溶接電源の小型軽量化の要求は強いものではなかった。しかし近年は溶接ロボットと組み合わせた溶接システムとして製造現場に複数台導入される溶接電源が増加しており、溶接システムとの一体化など小型化が求められるようになってきた。また屋外の溶接現場では可搬型溶接ロボット⁽¹⁵⁾が登場しており、今後は溶接電源の可搬性が求められて軽量化が進む可能性がある。図 1-7 に溶接電源のサイズ・重量の変遷を示す。

これら従来のインバータ制御溶接電源に対して、出力応答性や大電流出力時の電力効率の改善を目的として、溶接機の出力段に相数 N の多相インターリーブ降圧回路を接続した溶接電源回路が提案されている⁽¹⁶⁾。図 1-8 にその回路構成を示す。回路構成は図 1-4

第1章 序論

のトランジスタ制御型溶接電源に似ているが、図 1-8 の多相インターリーブ降圧回路溶接電源は単相降圧コンバータを複数並列接続し、各相トランジスタの ON 位相をずらしたインターリーブ制御を採用することにより、制御性能が図 1-4 のトランジスタ制御型に比べて大きく向上する。しかしながら図 1-8 の多相インターリーブ降圧回路については具体的な制御方法や回路パラメータが不明であり、また溶接に適用された例は示されていない。

次に溶接現象の時間応答の観点で、電源に求められる性能を述べる。図 1-9 にアーク溶接における溶接現象の因子とその動作時間を示す⁽¹⁰⁾。溶接現象のうち溶融池（溶融金属）の挙動や溶接ワイヤ電極先端に形成される溶滴挙動など溶滴移行に関わる因子の多くは数 μs ~100ms の動作時間であり、アークの硬直性や再点弧性などアーク放電に関わる因子は $10\mu\text{s}$ 以下の動作時間と考えられる。これら動作時間と制御周波数の関係を考えると、現在の溶接電源の電流制御周波数 100kHz では大きな溶滴など動作時間が数 $10\mu\text{s}$ 以上の因子は制御可能であるが、溶滴挙動やアーク挙動のうち動作時間 $10\mu\text{s}$ 以下となる因子は制御困難である。将来、電流制御周波数を数 100kHz 以上に高速化して溶滴挙動やアーク挙動のうち動作時間 $10\mu\text{s}$ 以下の因子を制御することにより、溶接施工の妨げとなるスパッタを限りなく少なくすることが期待される。

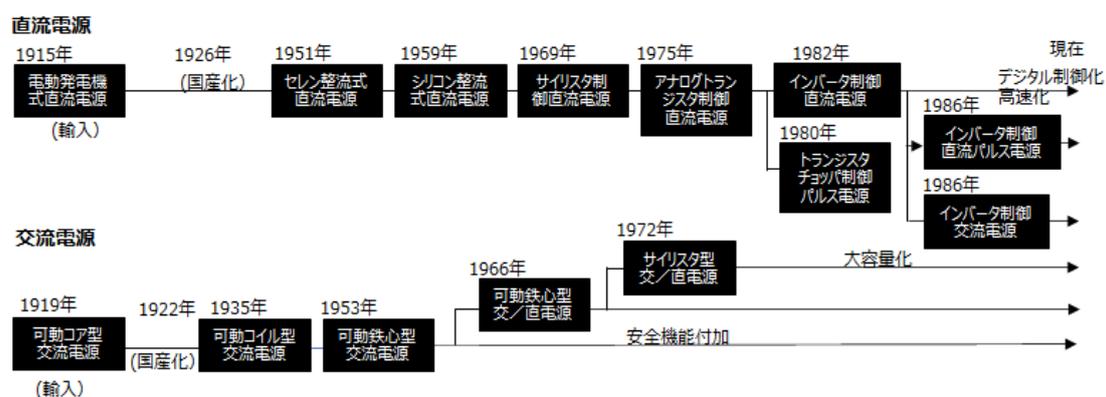


図 1-3 溶接電源の変遷

種類	サイリスタ制御溶接電源	トランジスタ制御溶接電源	インバータ制御溶接電源
時期	1975～(1981頃)	1979～(1990頃)	1986～
電流波形			
回路構成			
パルス波形	高さと幅は連動	高さと幅は任意に設定可能(独立制御可)	
パルス周波数	商用周波数またはその倍	任意に設定可能(商用周波数による制約なし)	
電源特性	定電圧特性	定電流特性	
アーク長制御	不要(電源の自己制御作用)	アーク電圧フィードバックによるアーク長制御	

図1-4 パルス溶接用電源回路の変化

(文献：12 アーク溶接技術発展の系統化調査 表4.5より引用)

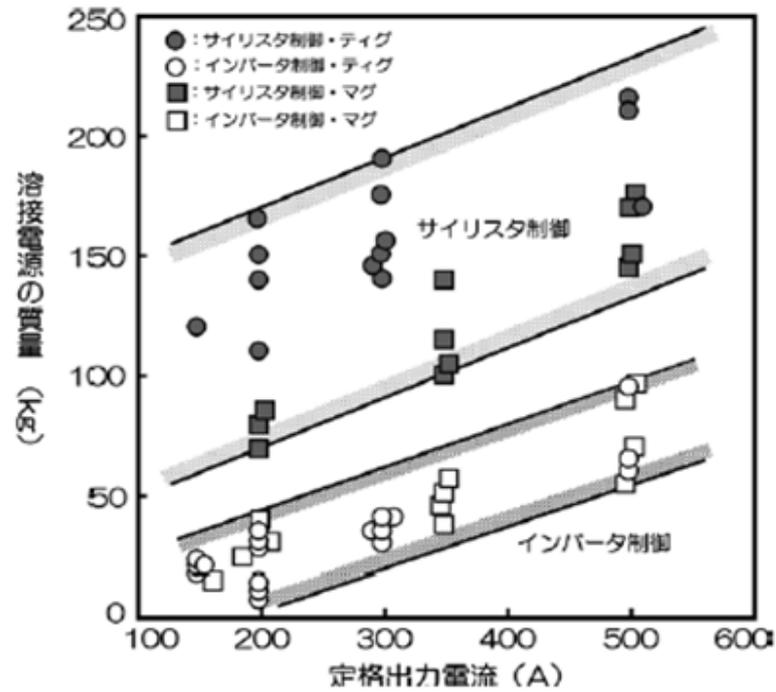


図 1-5 溶接電源の出力電流と質量の関係

(文献：12 アーク溶接技術発展の系統化調査 図 4.52 より引用)

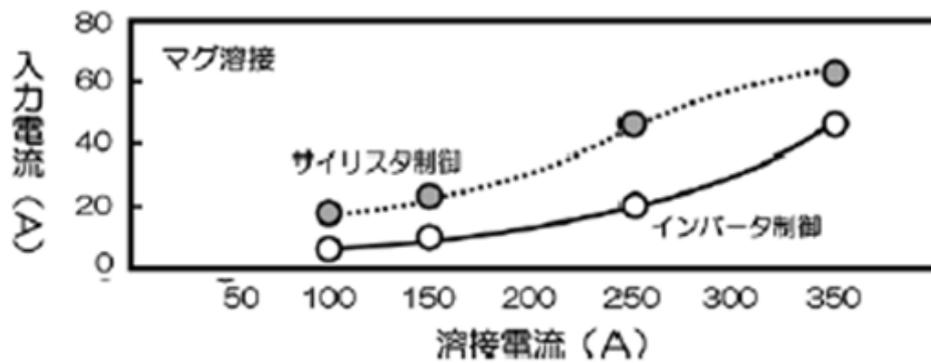


図 1-6 溶接電流と入力電流の関係

(文献：12 アーク溶接技術発展の系統化調査 図 4.53 より引用)

溶接電源の種類		サイリスタ制御溶接電源		インバータ制御 溶接電源	デジタル制御 溶接電源
開発時期		1969~	2000~	1983~	1999~
電源の外観					
制御方式	主回路	サイリスタ制御		インバータ制御	
	制御回路	アナログ制御	デジタル制御	アナログ制御	デジタル制御
出力制御周波数		100/120 ~ 300/360Hz		15 ~ 40kHz	80 ~ 100kHz
外形寸法 (mm) [幅×奥行×高さ]		380×660 ×659	372×690 ×659	376×549 ×613	250×560 ×370
質量 (kg)		103		47	28

図 1-7 溶接電源のサイズ・重量変遷

(文献：12 アーク溶接技術発展の系統化調査 表 4.7 より引用)

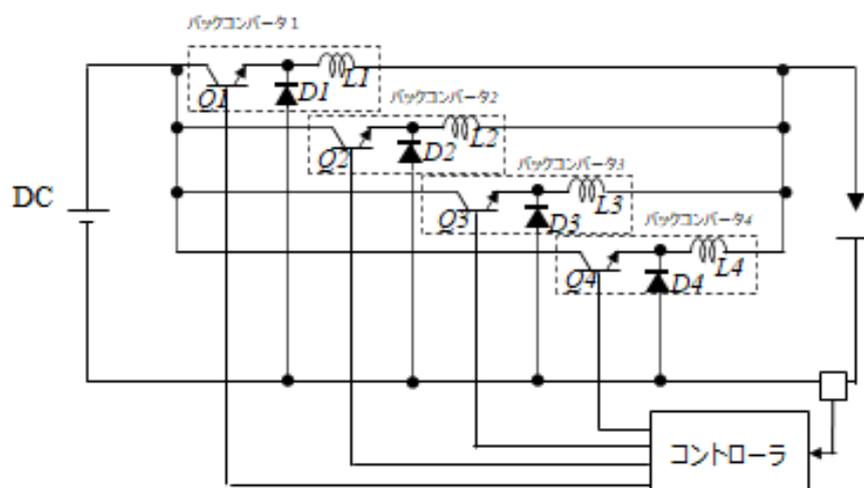


図 1-8 インターリーブ降圧回路の溶接電源適用例

(文献：16 アーク溶接電源のためのチョップ出力ステージ より引用)

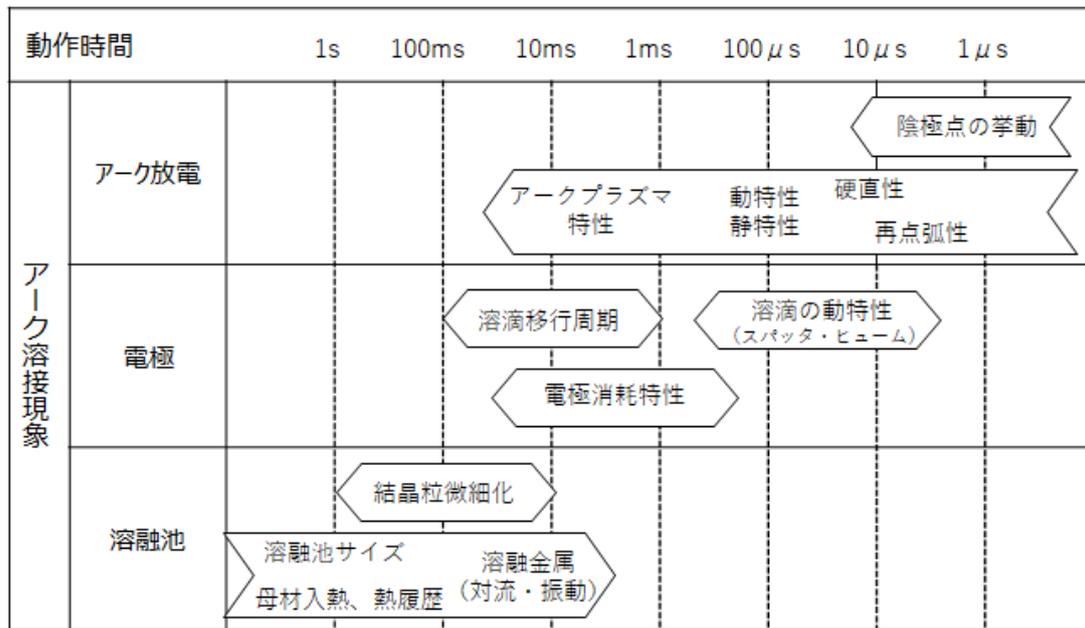


図 1-9 アーク溶接の主な因子の動作時間

(文献：10 上山「総説 溶接電源」溶接学会誌, Vol.77(2008),No.2,p129-133 より引用)

1.1.3 アーク溶接電源の基本回路構成と動作

1.1.2節で述べた通り、近年のアーク溶接電源はインバータ制御方式が主流となっている。図1-10にインバータ制御溶接電源回路構成を示す。溶接電源はトランス一次側インバータによって生成された20~50kHzの高周波電流をトランスによって絶縁・降圧し、トランス二次側ダイオードで整流して溶接電流出力を得る。消耗電極式溶接方式であるMAG溶接では、溶接電流は溶接トーチを介して溶接ワイヤに供給され、溶接ワイヤ先端と溶接対象（母材）間でアークを発生し、溶接ワイヤと母材を溶融させて溶接する。ロボットを使用した自動溶接における定格無負荷電圧は作業者の安全性を考慮してピーク値141V以下と規定⁽¹⁴⁾されている。またアーク状態の定格負荷電圧は45V程度である。溶接電流はトランス一次側インバータをPWM制御することによって制御され、トランス二次側は無制御で整流される。整流された出力には電流リップル低減や溶接負荷変動時の電流安定のためにインダクタが接続されるが、平滑コンデンサは適用されず、出力回路は出力インダクタと溶接負荷の直列接続となる。溶接負荷は第2章で説明するように、アーク状態においてはアーク長の変化に伴って抵抗値が変動し、さらにワイヤと溶融池が短絡すると大きく抵抗値が減少するなど非常に抵抗値の変化の激しい抵抗負荷とみなすことができる。このような変化の大きな抵抗負荷においてもアークを安定的に継続させるため、またワイヤ・溶融池短絡時の電流急増によるスパッタ発生を最低限に抑えるため、従来溶接電源の出力インダクタは数100 μ H以上の比較的大きなインダクタンス値が採用されることが多かった。一方でアーク状態や短絡状態に応じて目標電流値を急激に変化させる電流波形制御を行うには、出力インダクタやケーブル等の溶接電流経路全体のインダクタンス値を下げるのが望ましい。このように電流の外乱応答と目標値応答の両立を図るには、制御サンプリング周波数を増加させることに加えて出力インダクタや配線ケーブルなどのインダクタンスを適切な値に設定する必要がある。

従来のインバータ制御溶接電源の制御サンプリング周波数に関しては、トランス一次側インバータのスイッチング周波数は50kHz程度、制御周波数は電流半周期毎に行うことにより制御サンプリング周波数100kHz程度の溶接電源が実用化されている。この周波数の上限はスイッチングデバイスや高周波トランスの性能により制約され、一次側スイッチング周波数はおおむね100kHzが上限となる。なお、トランス一次側インバータの2倍

第1章
序論

の周波数で電流制御，つまりトランス一次側電流半周期ごとに制御を行った場合，急激に目標電流指令を変化させると交流電流の正負パルスバランスが崩れて高周波トランスが偏磁により磁気飽和し，一次側インバータが過電流により破損する可能性がある。このような理由によりインバータ制御溶接電源の制御周波数は100kHz程度が上限となり，溶滴挙動やアーク挙動のうち動作時間が数 $10\mu\text{s}$ 以下となる因子の制御は困難である。

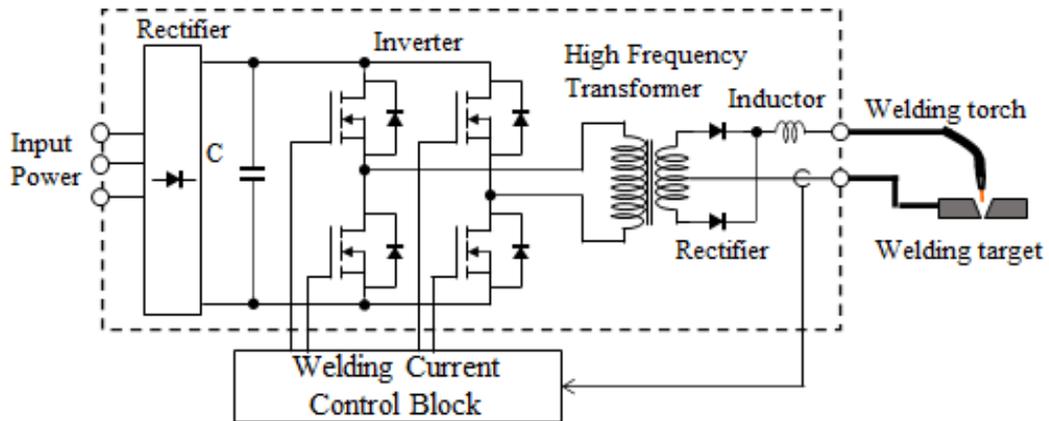


図 1-10 インバータ制御溶接電源回路構成

1.1.4 アーク溶接の溶滴移行とスパッタ発生要因

本節ではMAG溶接のスパッタ発生的主要原因となる、溶滴移行におけるアークと溶滴の挙動について簡単に述べる。MAG溶接のシールドガスには基本的にArとCO₂の混合ガスあるいは100%-CO₂ガスが利用され、溶滴移行の形態はArとCO₂の割合ならびに溶接電流の大きさによって大きく変化する。図1-11にArシールドガス中のCO₂割合と溶接電流の大きさに対する溶滴移行形態を示す。また図1-12に国際溶接学会にて規定されている溶滴移行形態の溶滴の様子を示す⁽¹⁷⁾。

まず比較的大電流領域（170A以上）の場合の溶滴移行における、ArガスとCO₂ガスの影響について述べる。Arガスは不活性ガスのため高温による解離が生じず、アークからの熱放散は比較的少ない。そのためアークは熱的ピンチ作用をほとんど受けず、溶滴全体を包み込むように発生する。結果的に溶滴にかかるアーク圧力は分散し、溶滴がアークから受けるアーク反力（押上げ力）がほとんど生じないため、溶滴の重力および溶滴にかかる電磁ピンチ力によって溶滴はワイヤ端から速やかに離脱する。またアーク反力がほとんど無いため溶滴は溶融池方向に伸びて形成され、さらにプラズマ気流による摩擦力が溶滴表面に作用し溶滴のワイヤ端からの離脱を助ける。このためAr割合が高く溶接電流が大きい場合、溶滴は溶接ワイヤより小さくなるスプレー移行と呼ばれる移行形態となりスパッタ発生は少ない。なお、スプレー移行のうち一滴ずつ規則的に溶滴移行するものをプロジェクト（Projected）移行、鋭く尖ったワイヤの先端から小粒の溶滴が流れるように移行するものをストリーミング（Streaming）移行、ワイヤの先端部が長く伸び高速で回転しながら溶滴が移行するものをローテーティング（Rotating）移行と呼ぶ⁽¹⁸⁾⁻⁽²¹⁾。

一方、CO₂ガスは高温になるとCOとOに解離し、アークから多量の熱量（283kJ）を奪うためアークは強い冷却作用（熱的ピンチ作用）を受けて収縮し、溶滴の下端部に集中して発生する。このように溶滴下部に集中したアークの反力により溶滴がワイヤ方向に押し上げられる結果、溶滴は離脱し難くなるとともに肥大化し易くなる。このためシールドガスにCO₂が含まれる場合、溶滴が溶接ワイヤよりも大きくなるグロービュール移行と呼ばれる移行形態となる。グロービュール移行はシールドガス中のCO₂比率が概ね28%以下の場合に生じるドロップ（Drop）移行と、CO₂比率が概ね28%以上の場合に生じる反

第1章 序論

発 (Repelled) 移行に細分される。シールドガス中の CO₂ 割合が多いほどアーク反力の影響を受けて反発移行の傾向が強くなる⁽²²⁾。

特に鉄骨など厚さ 3mm 以上の厚中板溶接で使用される 100%-CO₂ の炭酸ガスアーク溶接では強い反発移行となり、アークを維持したまま溶滴が大塊となってワイヤ端から離脱する⁽²³⁾。この際、溶滴にかかる重力がアーク反力を上回ると溶滴は溶融池に滴下するが、逆にアーク反力が重力を上回ると溶滴は浮遊して大粒のスパッタとして周囲に飛散する。また溶滴がワイヤから離脱する際、溶滴の離脱点付近には電磁ピンチ力によって「くびれ」が生じ、このくびれが小粒スパッタとして飛散する。図 1-14 に炭酸ガスアーク溶接の反発移行における主なスパッタ発生形態を示す。

以上のスプレー移行とグロービュール移行（ドロップ移行と反発移行を含む）は溶接電流が概ね 170A 以上と比較的大きい場合に生じる移行形態であり、ワイヤ先端と溶融池間が接触することなく溶滴が移行する。これに対して溶接電流が概ね 170A を下回る場合にはワイヤ端に生成した溶滴が母材溶融池へ接触（短絡）することによって母材に移行する短絡移行となる。短絡移行は、溶込みが浅いため薄板の溶接に用いられる。図 1-15 に短絡移行の状態遷移を示す。炭酸ガスアーク溶接の短絡移行では、ワイヤ先端に形成された橋絡部が破断する際に、橋絡部にアークの反力が働いてスパッタとして飛散しやすい。図 1-16 に炭酸ガスアーク溶接の短絡移行における主なスパッタ発生形態を示す。

以上に示すようにグロービュール移行および短絡移行の両方において、シールドガスの CO₂ 割合が高いほどスパッタが発生しやすくなり、100%-CO₂ である炭酸ガスアーク溶接が最もスパッタが多く発生する。

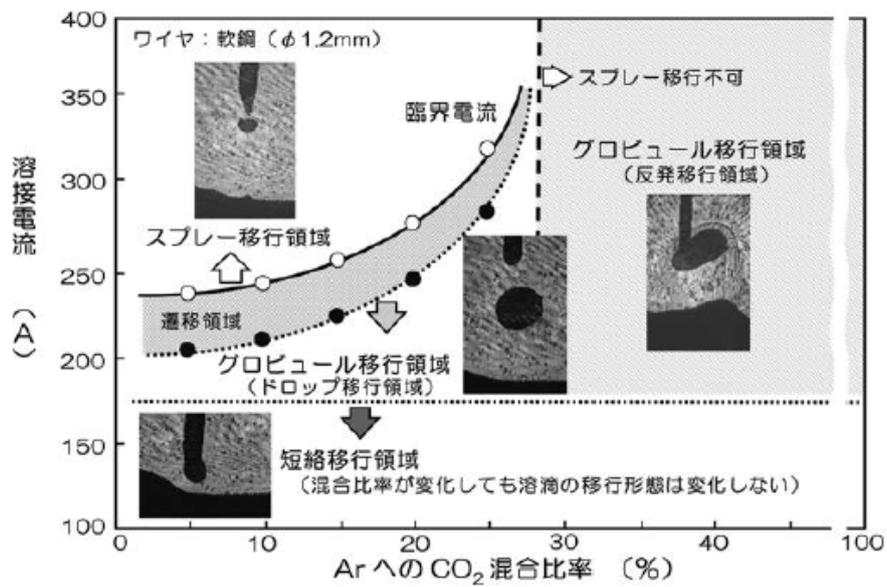


図 1-11 MAG 溶接の溶滴移行形態

(文献 12 アーク溶接技術発展の系統化調査 図 3.108 より引用)

(ドロップ移行)	(反発移行)	
低電流 GMA	炭酸ガスアーク (高電流)	短絡アーク GMA
グロービュラー		短絡
(プロジェクト移行)	(ストリーミング移行)	(ローテーティング移行)
中間電流域 GMA	中電流 GMA	大電流 GMA
スプレー		

図 1-12 MAG 溶接の溶滴移行形態

(IIW:国際溶接学会による定義)

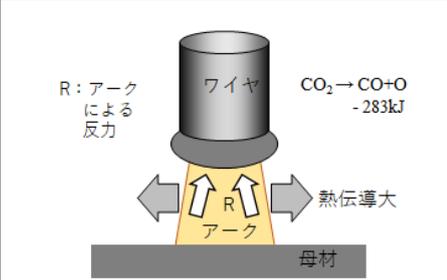
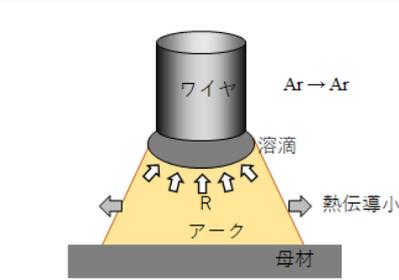
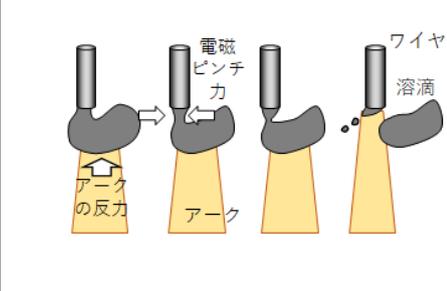
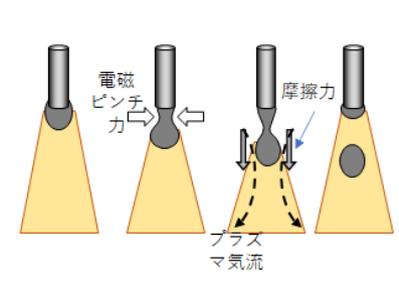
シールドガス	炭酸ガス (CO ₂)	アルゴン (Ar)
熱的ピンチ作用		
電磁ピンチ作用		

図 1-13 溶滴移行におよぼすシールドガスの影響

(文献：12 アーク溶接技術発展の系統化調査 表 3.14 より引用)

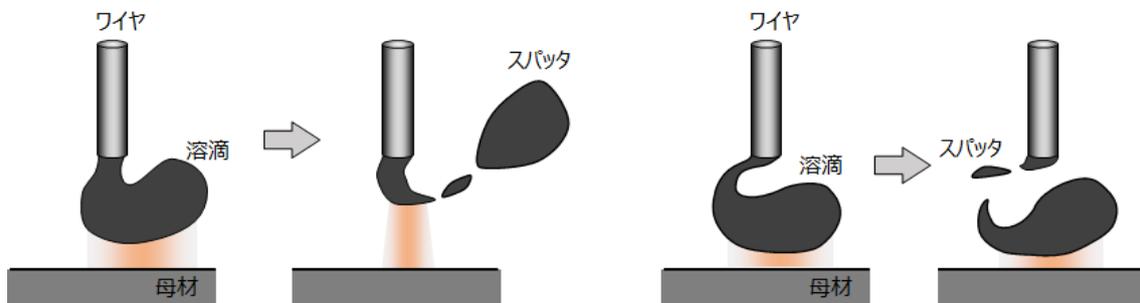


図 1-14 炭酸ガスアーク溶接の反発移行における主なスパッタ発生形態

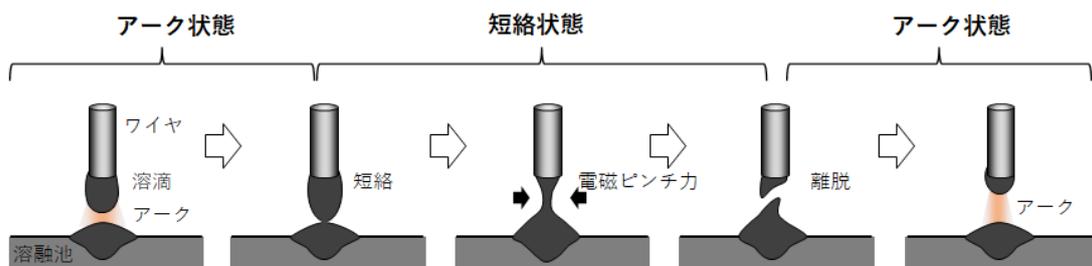


図 1-15 短絡移行の状態遷移

(文献：12 アーク溶接技術発展の系統化調査 図3.110より引用)

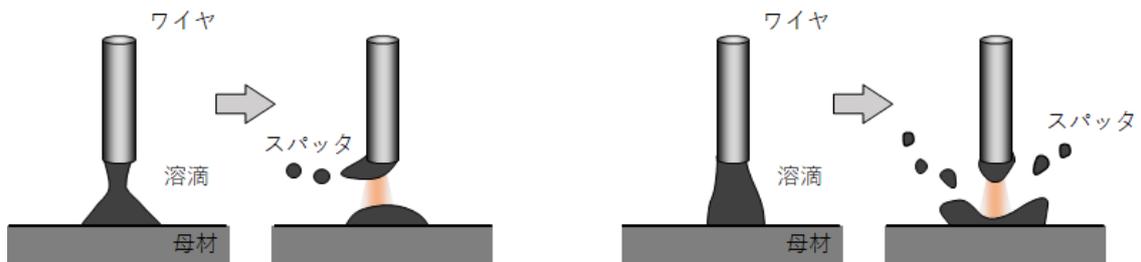


図1-16 炭酸ガスアーク溶接の短絡移行における主なスパッタ発生形態

1.1.5 炭酸ガスアーク溶接の溶滴移行制御技術

1.1.4 節で述べた通り、シールドガスに 100%-CO₂を用いる炭酸ガスアーク溶接の溶滴移行形態は溶接電流の大きさによって反発移行と短絡移行に大別される。本節では、従来の炭酸ガスアーク溶接の溶滴移行制御による低スパッタ化技術を溶接電流領域すなわち溶滴移行形態に分けて説明する。

鉄骨などの厚中板溶接で多用される溶接電流 170A 以上の炭酸ガスアーク溶接は、図 1-11 に示すように短絡を伴わない反発移行が支配的となる。反発移行では大きな溶滴が浮遊飛散する大粒スパッタが多く見られる。この溶接電流領域の低スパッタ技術として、溶接材料による解決策と溶接電流制御による解決策が提案されている。溶接材料に関しては溶接ワイヤに微小なレアメタルを配合し、ワイヤを負極性とすることで炭酸ガスアーク溶接においてもスプレー移行を実現する低スパッタ工法が提案されている⁽²⁴⁾⁻⁽²⁵⁾。溶接電流制御による解決策として、溶滴の形成を担うパルス電流波形と溶滴の離脱を担うパルス電流波形を交互に繰り返し出力し、この 2 種類のパルス波形を 1 周期として、溶滴の過大な成長および反発離脱を抑制した規則的な反発移行を実現する技術が提案されている⁽²⁶⁾⁻⁽²⁸⁾。図 1-17 に本技術で用いる電流波形の例を示す⁽²⁸⁾。この技術により電流 200A 以上の炭酸ガスアーク溶接におけるスパッタは大幅に減少したが、溶接対象物や溶融池の形状が変わるとアーク反力に変化が生じ、溶滴が一時的に浮遊して大粒スパッタ化することがある。また溶滴が浮遊した状態で溶滴離脱すると、ワイヤ先端と大粒の溶滴の間に生じたくびれ部分が小粒のスパッタとして飛散する問題が残されている。

次に、薄板溶接に用いられる溶接電流 170A 以下の炭酸ガスアーク溶接は、図 1-11 に示すように短絡移行が支配的となる。短絡移行におけるスパッタは主に溶滴が溶融池とつながった橋絡状態からアーク再点弧に至る瞬間に発生しやすく、特にアーク再点弧時の電流が高いとスパッタが多発する。このような短絡移行のスパッタを低減させる溶接電流制御手法は古くから種々検討されている。図 1-18 に短絡移行の低スパッタ化を実現する基本的な制御手法とその溶接電流およびアーク電圧波形を示す⁽²⁹⁾。本手法の具体的な制御方法は次の通りである。

短絡とアークは、アーク電圧と短絡判定電圧（10～15V程度）との大小を比較することによって容易に判別できるが、本手法は短絡からアークへ移行する直前のタイミングを出力制御に用いる。短絡からアークへ移行する現象は図1-15に示す通り、短絡時間の経過に伴って溶滴の溶融池への移行が進行する。そして、溶滴が溶融地へ完全に橋絡した後も溶滴の溶融池への移行は進行するため、溶滴にはくびれが発生し、このくびれが進展し続けて細くなった橋絡部が溶断してアークが再生する。溶滴と溶融池の橋絡部のくびれが進展すると、その断面は減少するため抵抗値は増大し、直線的に増加していた電圧波形は丸みを帯びるようになり、電圧の変化量（ dv/dt ）が変化する。すなわち、短絡期間中の dv/dt 変化点を検出することによって、橋絡部のくびれ具合を検出できる。本手法では、溶滴移行のそれぞれのタイミングで次の7種類の電流制御を行っている。

- ①短絡初期電流低下制御：短絡開始時の電流を低下させ、瞬間的短絡の発生を抑制。
- ②溶融池との橋絡促進制御：小電流を保持して、溶滴と溶融池との短絡を強固にする。
- ③短絡解放電流供給制御：短絡を解放するための電流を供給する。
- ④短絡電流の制限：短絡時間が長くなると、短絡電流の上限値を抑制する。
- ⑤くびれ検出による電流低下制御：くびれを検出して電流値を低減させ、小電流でアークを点弧する。
- ⑥アーク再生電流抑制制御：アーク再生後の電流値を、所定値以下に制限する。
- ⑦大粒スパッタ抑制制御：電流減少速度の適正化で、瞬間的短絡による大粒スパッタの発生を抑制する。

この手法により、短絡移行におけるスパッタは大幅に低減したが、完全に無くなったわけではない。特に前述の電流制御の点（⑤）では、十分に電流低減する前にアークが点弧するとスパッタが多発する。この現象は短絡状態の溶接回路の抵抗値が数 $m\Omega$ 程度であり、溶接回路の時定数が大きいために電流が低減し難いことが原因である。そこで状態（⑤）において、スイッチ切り替えによりアーク回路に直列に抵抗器を挿入し、電流を急激に低下させる電源回路が実用化されている⁽³⁰⁾⁻⁽³³⁾。図1-19に回路例を示す⁽³²⁾。この例では、通常の溶接電流を出力させる場合はトランジスタTRをON状態にし、溶接電流を急速に低減させたい場合はTRをOFFにしてTRと並列接続された抵抗器に溶接電流

第1章 序論

を流すことで電流急減を実現している。この方式はアーク溶接時には溶接電流をトランジスタ TR に常時流す必要があり、さらに電流急減時には抵抗器で電流をジュール熱として消費するため省電力化や小型化が困難であるとともに、精密な電流制御が難しいなどの問題がある。

以上のような反発移行および短絡移行のスパッタ低減技術は、基本的に溶接ワイヤを一定速度で供給する溶接で利用される。これに対して、溶接ワイヤの送り出し／引き戻し動作と電流制御を連動させることより溶滴挙動を制御してスパッタを低減する溶接プロセスが開発されている⁽³⁴⁾⁻⁽³⁶⁾。本プロセスは主に短絡移行となる低電流域において実用化が進んでいるが、近年になって反発移行の電流領域においても、ワイヤの送り出し／引き戻し時の溶滴の慣性を利用し、短絡を前提とすることなく溶滴を移行させるスパッタ低減プロセスが提案されている⁽³⁷⁾。このプロセスの実験装置構成を図 1-20 に示す⁽³⁷⁾。本システムの送給系は、設定されたワイヤ送給速度でワイヤを前進送給するプッシュフィーダに加え、溶接トーチに内蔵されたプルフィーダとそれを制御するサーボドライバからなる。また、ワイヤ送給量の誤差を検知・補正すべく、プッシュフィーダとプルフィーダ間にワイヤバッファ機構を設けている。このプロセスの溶接電流波形およびワイヤ送給速度波形の模式図と溶滴移行画像の例を図 1-21 に示す⁽³⁷⁾。ワイヤの送給は正弦波状に前進と後退を繰り返し、電流波形はワイヤ送給波形の位相に同期したパルス電流波形を用いている。図 1-21 (a) ~ (b) に示すように、ワイヤ先端に溶滴を形成しながらワイヤを前進させることにより、溶滴は溶融池方向へ加速される。その結果、図 1-21 (c) でワイヤ送給方向を反転後退させた後も、ワイヤ先端の溶滴は慣性によって溶融池方向へ動こうとする。このため、図 1-21 (d) において溶滴上部にくびれが形成され、図 1-21 (e) において短絡を伴わずとも溶滴離脱（自由移行）が可能になる。なお、その溶滴離脱時の電流が低電流状態、すなわちベース電流となっていれば溶滴離脱直後に発生するスパッタも抑制できる。通常、炭酸ガスアーク溶接法の高電流域では、溶滴下部にアークによる上向きの力が作用することにより反発移行形態となり、大粒スパッタが多量に発生する。しかし、本プロセスの手法により慣性を適切に溶滴離脱に利用できれば、その離脱方向はワイヤ送給方向から大きくそれることはない。したがって、低電流から高電流の広い条件範囲においてワイヤ送給速度波形に同期した規則的な溶滴移行が実現でき、大粒スパッタもほとんど

ど発生しない。このような溶接ワイヤを高速に正送給／逆送給させるプロセスは、モータを内蔵した溶接トーチが必要であるが、不安定な炭酸ガスアーク溶接の反発移行の溶滴挙動を安定化させる技術として今後期待される。

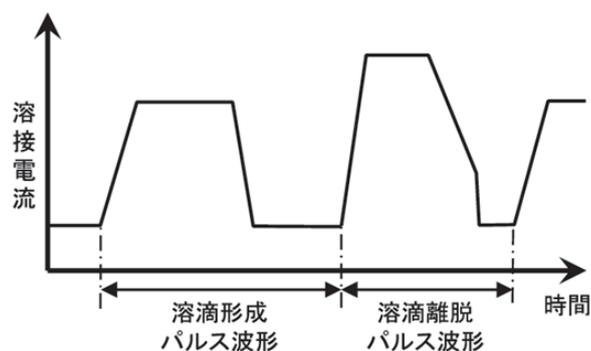


図 1-17 反発移行のスパッタを低減する出力波形例

(文献：28 佐藤ら「炭酸ガスアーク溶接のグロービュール移行制御」,溶接学会誌,Vol.84,No.4,pp.19-23,2015,fig.2 より引用)

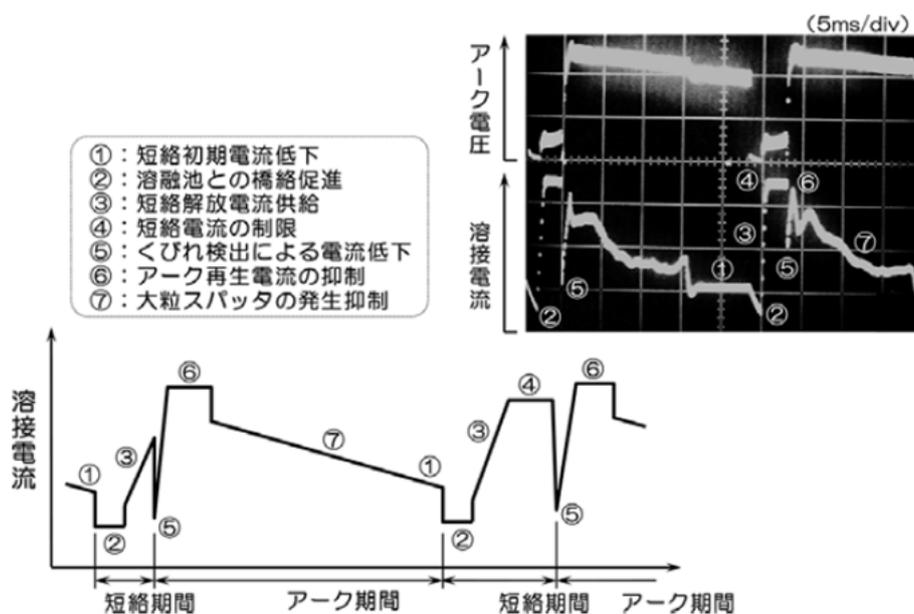


図 1-18 低スパッタ短絡移行プロセスの電流波形制御

(文献：12 アーク溶接技術発展の系統化調査 図 3.119 より引用)

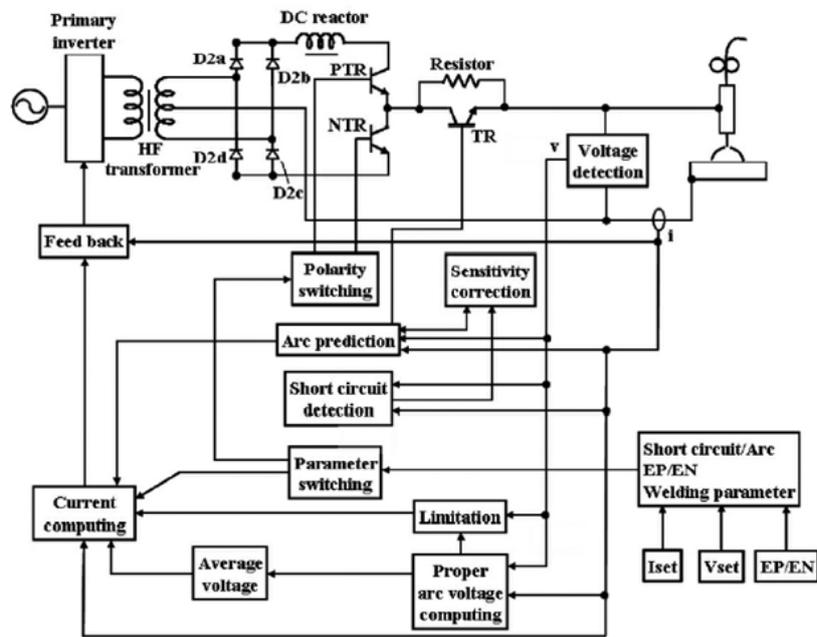


図 1-19 トランス 2 次側の制御による電流急減回路例

(文献：32 恵良哲生ほか:「Controlled Bridge Transfer (CBT 法) の適用による薄鋼板の溶接」,溶接学会論文集, Vol.27, No.3, pp.189-194,2009 より引用)

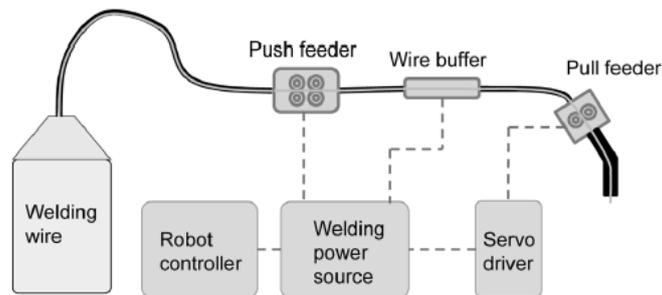


図 1-20 ワイヤ送給制御プロセスの機器構成図

(文献：37 北村ら「短絡移行を前提としないワイヤ送給制御プロセス AXELARC の開発」,神戸製鋼 R&D 技報,vol.72,No.1,pp.2-8,2023 より引用)

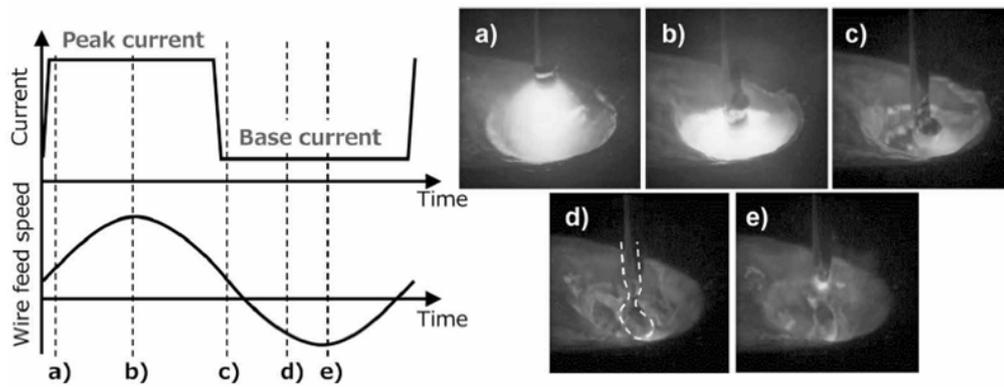


図 1-21 慣性を利用した溶滴移行制御

(文献：37 北村ら「短絡移行を前提としないワイヤ送給制御プロセス AXELARC の開発」,神戸製鋼 R&D 技報,vol.72,No.1,pp.2-8,2023 より引用)

1.2 研究目的

本研究では炭酸ガスアーク溶接において自動溶接施工の妨げとなるスパッタ飛散を大幅に低減する溶接電流制御手法を開発することを目的とする。

MAG 溶接で生じるスパッタは、主に溶滴がワイヤ先端から熔融池に移行する際に発生する。MAG 溶接のうちシールドガスに 100%-CO₂ を使用する炭酸ガスアーク溶接は溶滴移行が反発移行あるいは短絡移行となり、発生スパッタが多い。炭酸ガスアーク溶接をはじめとする MAG 溶接の溶滴移行現象を制御するため、これまでにアーク溶接材料、溶接電流の波形制御技術、溶接ワイヤの送給制御技術などが開発されてきた。また溶接電源に関しては、溶接電流制御周波数の高周波化やデジタル制御化が行われてきた。この結果、現在の溶接電源は制御周波数を最大 100kHz 程度で動作させることによって溶接現象の中で動作時間が数 10 μ s 以上と比較的動作の遅い溶滴の動きを制御し、大粒スパッタを低減することが可能となっている。しかし現在の溶接電源は制御周波数の制約により、溶滴のくびれ挙動やアークの再点弧性などの動作の速い溶接因子については十分に制御できていない。

そこで本研究では、これまでより数倍高速な電流応答を持つ溶接電源回路および制御方法を開発し、この溶接電源回路を炭酸ガスアーク溶接の反発移行および短絡移行に適用して溶滴のくびれ挙動のように動作時間が短い溶滴移行現象を制御することで、スパッタを低減できることを示す。

1.3 論文概要

本論文は全6章から構成されており、各章の内容は以下のとおりである。

第1章では、鉄鋼材料の溶接に広く使用される炭酸ガスアーク溶接の概要と課題について述べ、炭酸ガスアーク溶接の自動化のためにスパッタ低減が求められることを示す。さらにアーク溶接プロセスと溶接電源の技術開発経緯、そして現在主流となっている溶接電源回路の制御方法について説明し、現在の溶接電源の性能限界を示す。また、炭酸ガスアーク溶接のスパッタの発生メカニズムと従来のスパッタ低減方法を説明し、炭酸ガスアーク溶接の極低スパッタ化に向けて、溶滴のくびれ飛散による小粒スパッタの低減が課題であることを示す。またこの課題に対処するためには、従来よりも大幅に高速な電流応答を持つ溶接電源回路と制御方法が必要であることを示す。

第2章では、本論文の制御対象であるアーク溶接の溶滴移行に関して、アークプラズマが溶滴移行に与える影響や、溶滴移行の際のくびれ発生メカニズムについて説明し、炭酸ガスアーク溶接の溶滴移行制御における課題を明らかにする。また溶滴移行制御のために溶滴移行状態を電氣的に捉えるための回路モデルを説明し、本論文における溶滴移行状態の検出方法を示す。そのうえで、極低スパッタ化に向けた溶接電流制御方法を提案し、提案手法の従来技術に対する位置づけを示す。

第3章では、本論文の高速電流応答を実現する回路手段としてインターリーブ制御の降圧回路を提案し、その具体的な回路制御方法を説明する。また、アーク溶接電源に必要とされる電流目標値応答性と外乱応答性を両立する電流制御方法ならびにインダクタなどの回路パラメータ設定指針を示し、回路シミュレーションおよび小型実験装置を用いた試験によって提案回路と電流制御方法が従来回路よりも応答性能に優れていることを示す。

第4章では、第3章で提案した回路と電流制御方法に基づいて大電流出力可能なインターリーブ型溶接電源を製作し、その性能を評価する。インターリーブ型溶接電源は、正方向の電流出力が可能なユニポーラ型と、正負両方向の電流出力が可能なバイポーラ型の2種類を提案し、それぞれの回路構成を示す。まず抵抗負荷を用いた大電流出力試験により、従来型溶接電源に対してユニポーラ型インターリーブ電源の応答性能が優れていることを示す。さらに、ユニポーラ型インターリーブ溶接電源とバイポーラ型インターリーブ

第1章 序論

溶接電源を用いて炭酸ガスアーク溶接を行い、反発移行および短絡移行における各電源方式の電流応答性能を評価し、バイポーラ型インターリーブ溶接電源が負荷の状態に関係なく電流立下り応答性能に優れることを示す。

第5章では、第4章で評価したユニポーラ型およびバイポーラ型インターリーブ溶接電源を用いて、炭酸ガスアーク溶接の反発移行現象および短絡移行現象の観察試験を行う。この試験において極低スパッタ溶接に向けた高速電流応答による溶滴移行制御を行い、提案方法のスパッタ低減効果を明らかにする。

第6章では、提案手法の有用性や特徴、本論文の成果について統括を述べ、今後の課題について言及する。図 1-22 に本論文の構成と公表論文との関係を記す。

アーク溶接の極低スパッタ化に向けた高速電流応答による
溶滴移行制御に関する研究

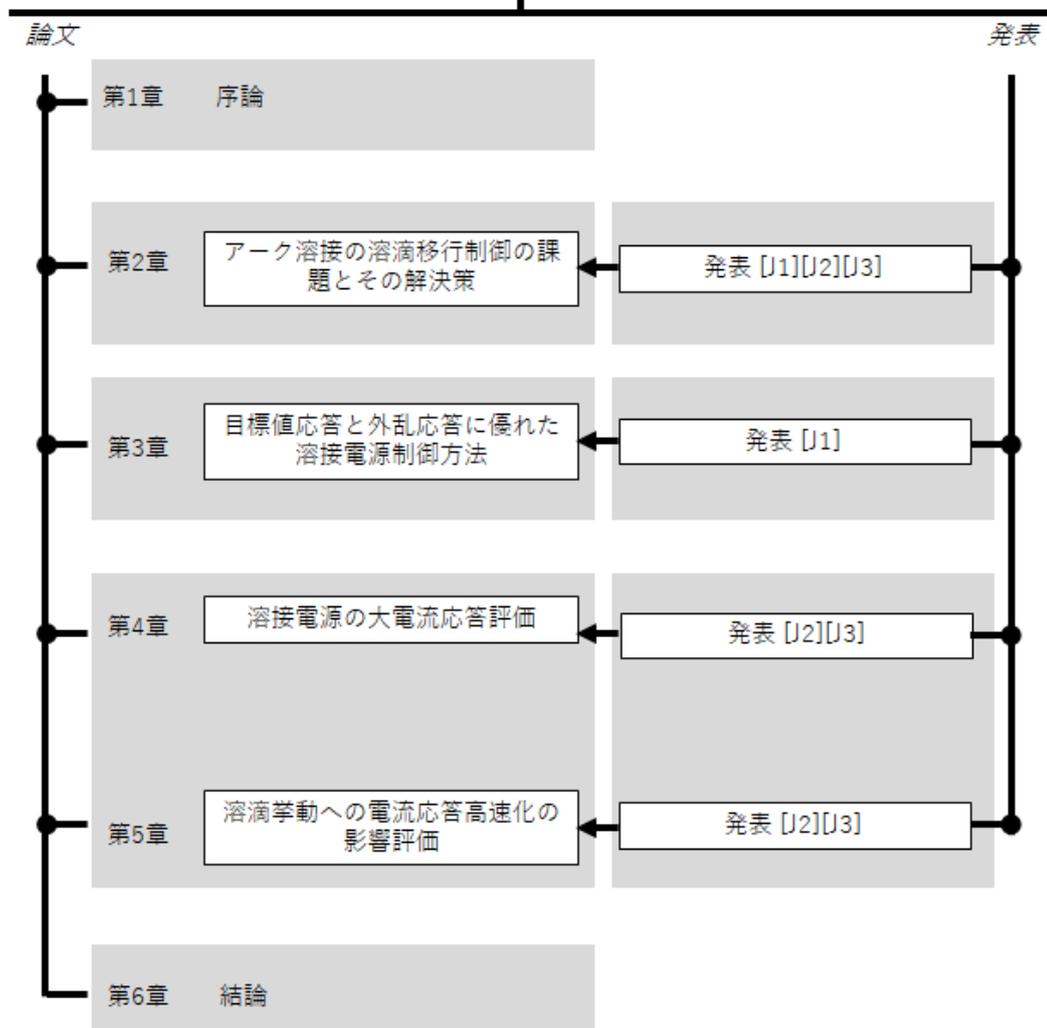


図 1-22 本論文構成と公表論文との関係

第2章 極低スパッタ化に向けた溶滴移行制御の課題とその解決策

2.1 緒論

第1章では広く用いられている溶接手法である炭酸ガスアーク溶接において、自動施工の妨げとなるスパッタを低減することが求められていること、またスパッタ低減を主目的として、これまでに溶接材料などの改良とともに溶接電源の電流制御技術が開発されてきたことを示した。しかしながら炭酸ガスアーク溶接ではスパッタを完全に無くすまでに至っておらず、スパッタ低減は依然として溶接電源の課題である。

本章は、多くのスパッタが発生する炭酸ガスアーク溶接における反発移行について、アークの影響やくびれ進展などの溶滴挙動を説明する。また短絡移行におけるくびれの発生メカニズムから再アーク点弧への時間変化のモデルを示し、くびれから破断に至る過程における溶接電流の影響を説明する。さらに、このような溶滴のくびれ進展やアーク挙動の結果として、溶接電源の負荷であるアーク溶接回路は、変化の激しい抵抗負荷回路モデルとして取り扱うことができることを示す。

最後に炭酸ガスアーク溶接の極低スパッタ化に向けた技術課題と、これを解決する新たな電流制御の考え方を説明する。

2.2 溶滴移行のメカニズム

アーク溶接では古くから 100%-Ar 雰囲気におけるアークプラズマの挙動について研究がおこなわれてきた。特に非消耗電極を使用する TIG 溶接において、アークプラズマ流による溶融池攪拌による溶け込み安定化を狙って、アークプラズマ挙動の数値解析や実験検証が行われてきた⁽³⁸⁾⁻⁽⁴³⁾。これら研究ではパルス状の溶接電流を与えたときに溶融池に働くアーク圧力の過渡応答の報告⁽³⁸⁾や、正弦波溶接電流の周波数を変化させた場合の溶融池にかかるアーク圧力の周波数特性が報告されている⁽³⁹⁾。また梶井らは TIG アークの電流を最大 5A/10 μ s で変化させたときにプラズマ流から溶融池への入熱や溶融池対流に与える影響を報告している⁽⁴²⁾。田中らは TIG 溶接において炭酸ガスをシールドガスとして使用した場合、通常のアルゴンアークに比べてアークが明らかに緊縮し、プラズマ気流速度が増大するとともにプラズマ最高温度も増加することなど、炭酸ガスシールドにおけるアークプラズマ挙動を数値解析にて示した⁽⁴³⁾。また消耗電極を用いるガスシールドアーク溶接においてもシールドガスに 100%-Ar を用いる MIG 溶接を中心に研究が行われてきた⁽⁴⁸⁾⁻⁽⁵¹⁾。これら研究では、数値計算によるプラズマ流の挙動解析やアーク放射光の撮影などにより、アークプラズマの温度や金属蒸気の分布などが明らかとなってきた。

溶滴移行現象は、上記のアークプラズマからのエネルギー輸送や溶滴に作用する対流駆動力のバランスの結果としてあらわれると考えられており、これまでにその現象解明を目的とした研究が様々報告されている⁽⁴⁴⁾。初期の解析的なアプローチとして、グロービュール移行を対象として溶滴に作用する静的な力のバランスに注目したもの（静的つり合いモデル）⁽⁴⁵⁾⁻⁽⁴⁷⁾や、スプレー移行を対象として溶融ワイヤ内を流れる電流による電磁気力の影響を含めた液柱の不安定性に着目したモデル（ピンチ不安定モデル）⁽⁴⁸⁾⁻⁽⁴⁹⁾などがある。最近では、アークプラズマ現象と溶滴移行現象の相互作用を考慮した数値シミュレーションにより、Ar ガスを主としたシールドガス中における溶滴移行現象の解明が進みつつある⁽⁵⁰⁾⁻⁽⁵⁷⁾。

一方、シールドガスに 100%-CO₂を使用した炭酸ガスアーク溶接の反発移行では、アークプラズマの熱ピンチ影響が大きくアークが局所的に集中するため、溶滴形状や溶融池

第2章

極低スパッタ化に向けた溶滴移行制御の課題とその解決策

形状の変化によってアークプラズマの流れは複雑に変化し、溶滴動きとアークプラズマの流れは相互に影響を与える。このように反発移行の溶滴移行現象は非常に複雑であるため数値解析で再現することが困難であった。この課題に対して、荻野らはアークプラズマおよび熔融金属を電磁粘性熱流体として取り扱った3次元数値シミュレーションによって、炭酸ガス溶接の反発移行における溶滴の肥大化とくびれ発生メカニズムを考察している⁽⁴⁴⁾。

荻野らの研究⁽⁴⁴⁾では、アークプラズマの領域に炭酸ガスの物性値を与え、電流値を300 A一定として数値シミュレーションを行い、溶滴の成長段階におけるアークプラズマの温度分布および金属蒸気濃度分布を予測している。図 2-1 にシミュレーション結果を示す。溶滴は非軸対称性を持ちながら大きく成長しており、反発移行と似た形態をとっている。金属蒸気濃度分布は溶滴から多量の金属蒸気が混入しているが、アークプラズマの中心部にその存在領域が限定されることはなく、非軸対称な分布となっている。このとき、溶滴のずれる方向（図中左方向）と同様の方向に金属蒸気が多く存在する領域がずれている。ここからシミュレーションを継続して実行し、溶滴が離脱したタイミングにおけるアークプラズマの温度、金属蒸気濃度分布およびスパッタの発生を示したものが図 2-2 である。大きく成長した溶滴が図中左側に離脱しているのと同時に、その反対の図中右側に小さな金属粒子であるスパッタが生じている。この溶滴の離脱が発生する直前の溶滴内部の速度分布および溶滴に作用している電磁気力分布を図 2-3 に示す。溶滴がワイヤ端部より離脱する直前であるため、溶滴形状はワイヤ端部直下において大きくくびれた形状となっている。このくびれ部において、溶滴内の速度が大きくなっており、強い電磁気力が作用している。これらの速度および電磁気力の方向は、スパッタが発生した方向と同じである。すなわち、不安定な移行形態である反発移行時におけるスパッタの発生は、溶滴が離脱する際に生じるワイヤ先端部におけるくびれ部において、強い電磁気力が作用し大きな速度を持つことに起因すると考えられる。

このような数値解析によって、ある境界条件の下では溶滴移行現象が説明可能となってきた。しかし、炭酸ガスアーク溶接における反発移行の溶滴移行現象は実験でも再現することが難しく、その現象のすべてを説明することは困難である。加えて溶接電流波形制

御によって電流を大きく変化させた場合の溶滴移行現象についても未だ不明なところが多い。

以上のような炭酸ガスアーク溶接の反発移行に対して、短絡を伴う溶滴移行である短絡移行はアークプラズマの影響が小さいため、反発移行に比べて挙動分析が比較的進んでいる。短絡移行は橋絡移行とも呼ばれ、橋絡部に生じる溶滴くびれの進展から再アーク点弧に至る過程については古くから研究されてきた。理論面からの橋絡くびれ進展のメカニズム解明に関しては、平田らが数値解析および要素実験によって橋絡液柱の破断に要する電流値と通電時間の関係を定量化し、短絡移行における電磁ピンチ力の効果を示している⁽⁵⁸⁾⁻⁽⁶⁰⁾。平田らの研究では軟鋼ワイヤを対象とした橋絡部の数値解析によって、橋絡部のくびれは電流が大きいほどくびれ部は急速に細くなり、また橋絡部が破断するまでの時間は短くなることが示されている。図2-4に短絡から橋絡破断に至るまでの橋絡部形状変化の数値解析結果を示す。ここでは短絡発生後に電流を流さない場合($I_s=0A$)と電流を流す場合($I_s=400A$)を比較し、電流を流した方がより早くくびれが進展して橋絡に至ることを示している。図2-5に短絡から1.5ms後の溶融金属内の速度分布を示す。短絡後に電流を流さない場合でも接触部付近で下向きの流れが発生しており、電極から溶融池に向かう溶融金属の移行につながっているが、流速は通電している場合(図2-5(b))の方がかなり大きくなっている。通電すると、毛管圧力に加えて電流密度とともに増加する電磁力が作用する。従って、橋絡部で最も電流密度が高く、強いピンチ力が働く結果、くびれが速く進展して橋絡破断が早く発生することが示唆されている。

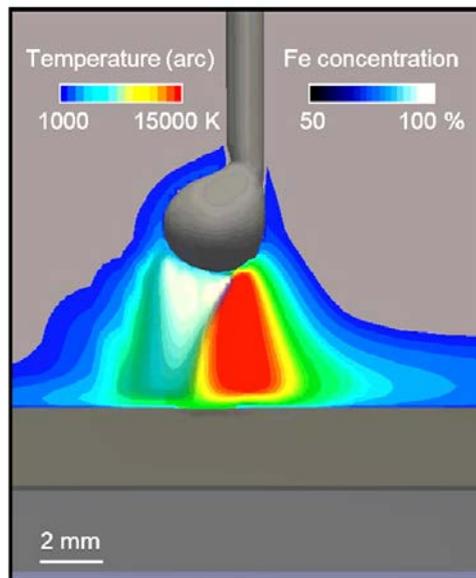


図 2-1 非軸対象のアークプラズマと溶滴

(文献：44 荻野:「GMA 溶接におけるアークプラズマと溶滴移行現象の数値シミュレーション」, スマートプロセス学会誌,Vol.11,No.3,pp.80-86,2022,Fig.11 より引用)

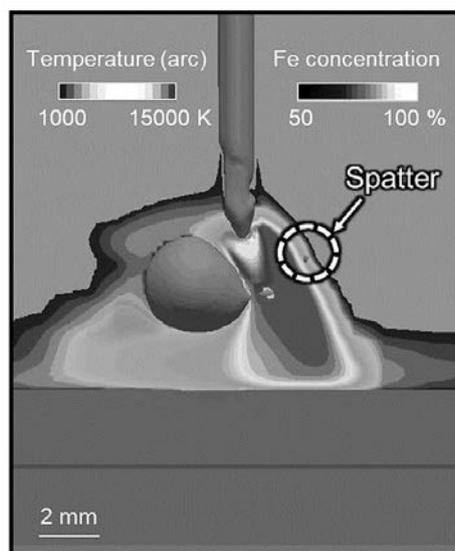


図 2-2 シミュレーションによるスパッタ発生の様子

(文献：44 荻野:「GMA 溶接におけるアークプラズマと溶滴移行現象の数値シミュレーション」, スマートプロセス学会誌,Vol.11,No.3,pp.80-86,2022,Fig.12 より引用)

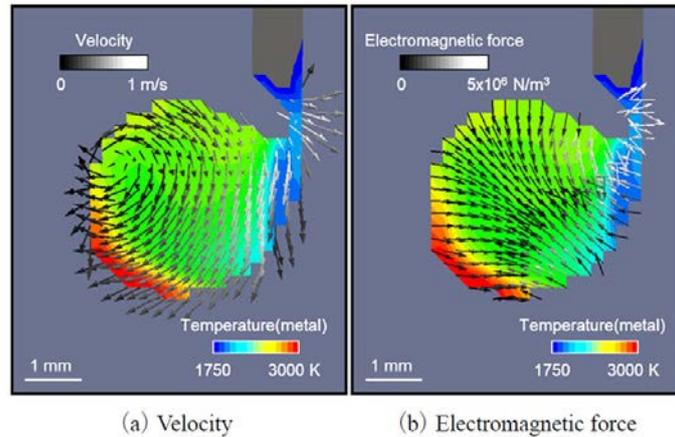


図 2-3 反発移行におけるスパッタ発生メカニズム

(文献：44 荻野:「GMA 溶接におけるアークプラズマと溶滴移行現象の数値シミュレーション」, スマートプロセス学会誌, Vol.11, No.3, pp.80-86, 2022, Fig.13 より引用)

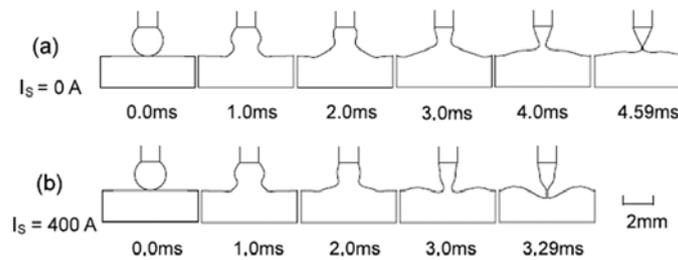


図 2-4 破断までの溶滴および橋絡部の形状変化 (計算)

(文献：60 平田ほか:「短絡移行プロセスのモデル化」, 溶接学会論文集, Vol.22, No.2, pp.224-232, 2004, Fig.8 より引用)

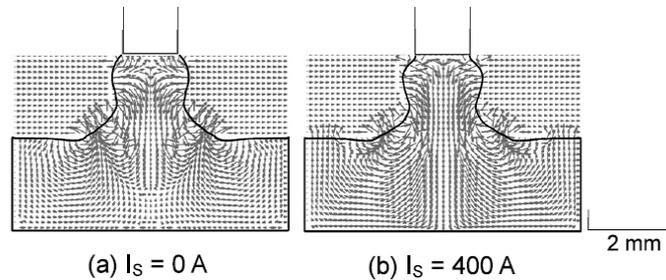


図 2-5 短絡から 1.5ms 後の溶融金属内の速度分布

(文献：60 平田ほか:「短絡移行プロセスのモデル化」, 溶接学会論文集, Vol.22, No.2, pp.224-232, 2004, Fig.9 より引用)

2.3 アーク溶接の回路モデル

2.2節にてアーク溶接溶滴移行現象における溶滴のくびれ進展およびアークの影響について説明した。溶接電源にとって、これらアーク溶接の溶滴移行現象は時間とともに状態が大きく変化する可変抵抗負荷とみなすことができる。

本節では溶接電源の制御の観点で、溶滴移行現象を含めたアーク溶接回路のモデル化について述べる。図2-6に定電圧特性の電源を有する典型的なアーク溶接のアーク状態における等価電気回路を示す⁽⁶¹⁾⁽⁶²⁾。この溶接電源回路の電圧方程式は(2-1)式によって表される。本式の左辺は母材～溶接電源～溶接チップ間の電圧、右辺は溶接チップ～母材間の電圧である。

$$U_s - (R_s + R_c)I - (L_s + L_c) \frac{dI}{dt} = U_{ext} + U_{arc} \quad (2-1)$$

ここで U_s は溶接電源の無負荷電圧、 I は溶接電流、 R_s は溶接電源内部抵抗、 L_s は溶接電源内部インダクタンス、 R_c はケーブル抵抗、 L_c はケーブルインダクタンス、 U_{ext} は溶接ワイヤの電圧降下、 U_{arc} はアーク電圧である。

右辺のうち U_{ext} は(2-2)式で表される。

$$U_{ext} = R_{ext}I \quad (2-2)$$

ここで R_{ext} はチップからの突き出し長さ A_{ext} 相当の溶接ワイヤ抵抗値である。

また U_{arc} は(2-3)式で表される。

$$U_{arc} = u_{ao} + R_{arc}I + (E_{ai} + E_{al}I)A_{arc} \quad (2-3)$$

ここで u_{ao} はアークの陽極点電圧降下と陰極点電圧降下であり、ほぼ一定とみなすことができる。 R_{arc} はアーク柱の電気抵抗を表す。 $(E_{ai} + E_{al}I)A_{arc}$ はアーク柱の電圧降下を示し、このうち $E_{ai} + E_{al}I$ はアーク柱の電界強度、アーク柱の A_{arc} はアーク長である。

アーク溶接において、チップ母材間距離 A_t はほぼ一定である。一方でワイヤ突き出し長さ A_{ext} やアーク長 A_{arc} は平均的には一定の長さとなるが、溶滴移行時には溶滴や溶融池の動きに応じてアーク長は瞬時に変化する。また溶滴にくびれが発生すると電流経路断面積が減少するため、該当部の抵抗値が増加する。このように、アーク状態の溶接負荷は、アーク長やワイヤ突き出し長さ、溶滴くびれ状態などをパラメータとした可変抵抗とみなすことができる。

次にワイヤ先端溶滴と溶融池が短絡した場合について考える。溶滴と溶融池が短絡するとアーク電圧 U_{arc} はゼロとなる。短絡状態では 2.2 節に示した通り、電磁ピンチ力による溶滴橋絡部のくびれ具合に応じて溶滴・溶融池の電気抵抗は変化し、橋絡部がくびれて破断する際に抵抗値は極大となる。

第 1 章の図 1-15 に短絡を伴うアーク溶接の状態変移を示したように、アーク状態から短絡状態への変化や短絡状態からアーク状態への変化は瞬時に切り替わる。図 2-7 にアーク状態・短絡状態を考慮した溶接回路モデルを示す。溶接負荷は図 2-7 の破線で示したように、アーク状態と短絡状態で異なる可変抵抗の回路に切り替わる。先に述べたように、短絡状態は溶滴・溶融池のくびれ進展によって変化する可変抵抗とみなすことができ、アーク状態は溶滴のくびれ進展に加えて、アーク長によっても抵抗値が変動する可変抵抗とみなすことができる。炭酸ガスアーク溶接におけるアークに相当する抵抗値は実験的に $0.1 \sim 0.2 \Omega$ 、短絡状態の抵抗値は $m\Omega \sim$ 数 $10m\Omega$ であることが分かっている。

第 4 章以降では、この抵抗値の変化を利用して、溶接電流の制御を行う。

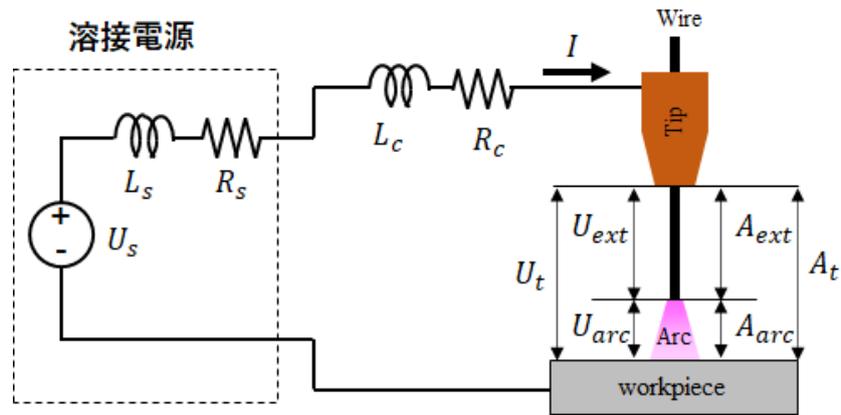


図 2-6 アーク溶接回路モデル

(文献：61 牛尾誠夫, 毛 文傑; 「直流オープンアーク MIGMAG 溶接におけるアークセンサの数学モデル化」 溶接学会論文集 Vol.14(1996),No.1,pp99-107 より引用)

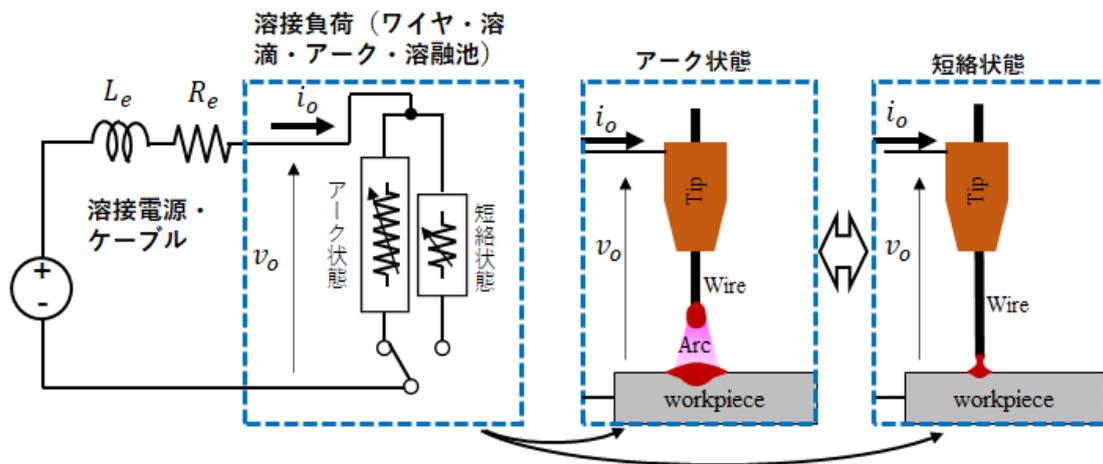


図 2-7 アーク・短絡の状態変移を考慮した溶接回路モデル

2.4 反発移行の溶滴移行状態の検出

ここでは本論文で提案する炭酸ガスアーク溶接の溶滴移行制御に必要な、溶滴移行状態の検出方法について述べる。1.1.4節に述べたように、反発移行では溶滴はワイヤ直径よりも大きく成長し、溶融池の短絡を伴うことなくワイヤから離脱する。図2-7に反発移行の溶滴成長の様子と、それに対応する溶接電圧 v_o と溶接電流 i_o の波形を示す。図2-8において、状態(i)は溶滴離脱直後であり、ワイヤ先端溶滴の成長が始まったところである。この後、一定速度で供給された溶接ワイヤがジュール熱およびアーク熱によって溶融し、時間の経過とともに溶滴が成長する(状態(ii))。そして状態(iii)において、さらに成長した溶滴がワイヤから離脱し母材に移行する。

溶滴離脱直前には2.2節に示したように、ワイヤと溶滴の間にくびれが発生する。このくびれ進展を電気抵抗として検出し、離脱直前と判断された場合に速やかに電流を低減させることによりスパッタ低減を図ることが基本的な考え方である。

このくびれ進展を電気抵抗として検出する方法ならびに、くびれ進展状態から離脱直前などを判断して溶接電流目標値を変更する方法は以下のとおりである。溶滴にくびれが発生すると、電流経路の断面積が減少するため、該当経路の電気抵抗値は増加する。アーク溶接の回路モデル(図2-7)において、回路インダクタンス L により溶接電流 i_o は持続して流れようとするため、くびれ部分の電気抵抗値の増加に伴い溶接電圧 v_o は増加する。この溶接電圧 v_o から溶接電流 i_o を除いた抵抗値 R_o の増加はくびれの進展を表すことから、この抵抗値の変化を捉えて溶滴離脱の予兆を検出する。溶接電圧には2.3節に示したように、アークの陰極点電圧降下や陽極点電圧降下などの時間変化の無い成分や、ワイヤのチップ突き出し長やアーク長などの時間変化が緩やかな電圧降下成分も含まれるため、溶滴のくびれ検出を目的として上記抵抗値 R_o を通過帯域250Hz~10kHzの一次バンドパスフィルタ処理することにより直流電圧成分やワイヤ突き出し長やアーク長の変動成分などとノイズ成分を除去し、くびれ抵抗値 R_f を求める。

図2-9に炭酸ガスアーク溶接の反発移行における溶滴離脱時の溶接電流 i_o と溶接電圧 v_o ならびに、その時のくびれ抵抗値 R_f の時間変化例および、各波形の状態(i)(ii)(iii)における溶滴とくびれの状況を示す。この例では溶融池がアーク圧力によって凹みが生じ、溶

第2章

極低スパッタ化に向けた溶滴移行制御の課題とその解決策

滴が凹みの中で浮遊した状態となっており、溶滴と熔融池は短絡していない。状態が(i)→(ii)→(iii)と進むにつれ、くびれが進展してくびれ抵抗値 R_f が単調増加することがわかる。

本論文の離脱予兆検出方法は、くびれ抵抗値 R_f が $2\text{m}\Omega$ を超えた場合にくびれ初期と判断(DSDL=1)し、くびれ抵抗値 R_f が $5\text{m}\Omega$ を超えた場合に離脱直前と判断(DSDL=2)する。これらのくびれ抵抗値 R_f の判定閾値は、本論文の溶接実験結果から導出したものであり、使用する溶接ワイヤ材料の特性により変化する。図2-10に反発移行の離脱予兆検出のフローチャートを示す。第4章および第5章の反発移行のアーク溶接試験では、この離脱予兆検出フローチャートによるくびれ初期判断と離脱直前判断を利用して、溶接電流指令値を増減させる操作を行う。

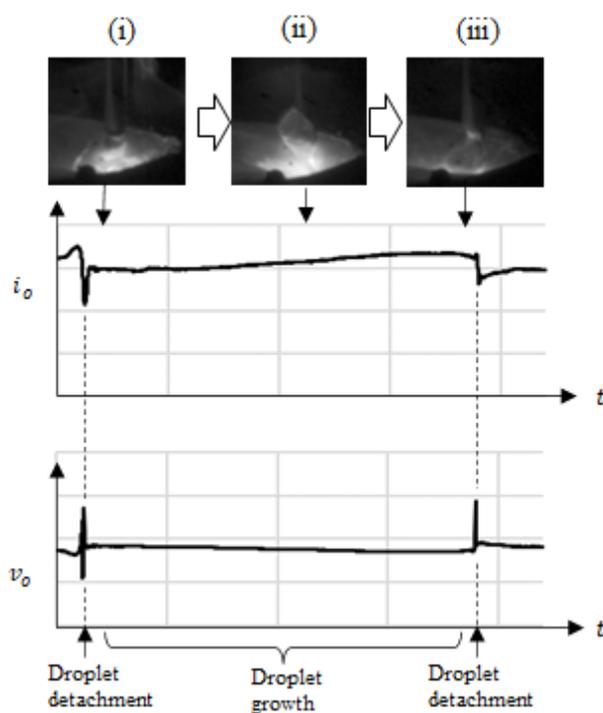


図 2-8 反発移行時の電流・電圧波形例

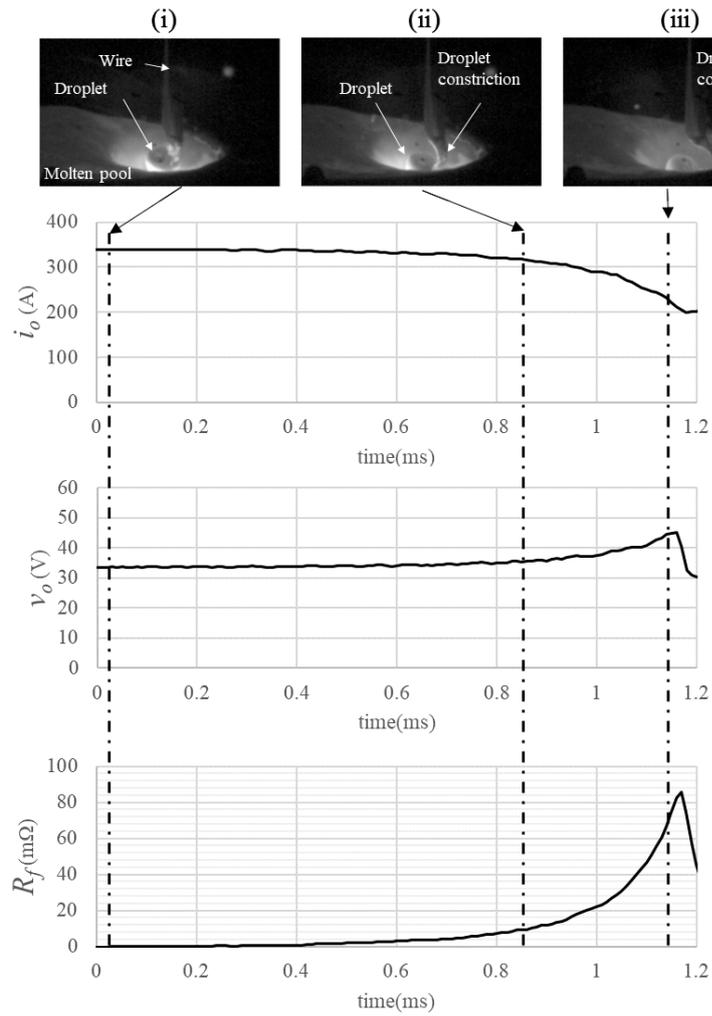


図 2-9 反発移行の溶滴くびれ進展例

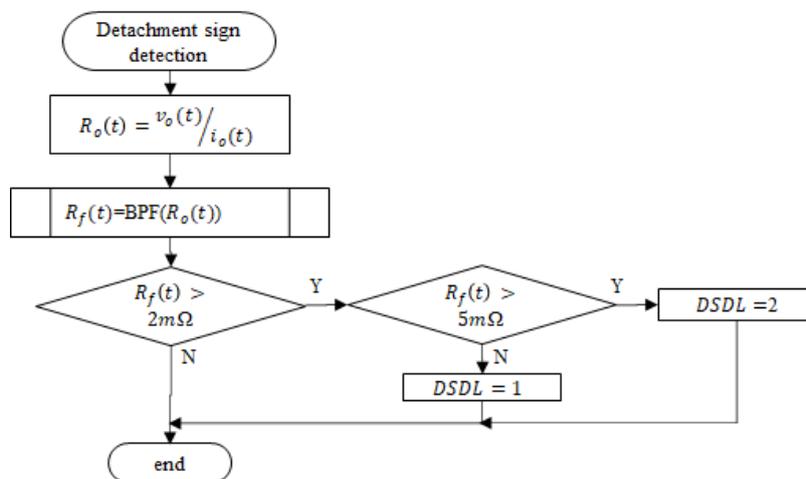


図 2-10 反発移行の溶滴離脱予兆検出フローチャート

2.5 極低スパッタ化のための溶滴移行制御の課題と新たな電流制御の思想

2.5.1 溶滴移行制御の課題

本節では炭酸ガスアーク溶接におけるスパッタ低減のための溶滴移行制御の課題と、電源回路および電流制御のアプローチについて述べる。

第1章にて炭酸ガスアーク溶接のスパッタ発生原因とこれまでのスパッタ低減技術について説明し、溶接電流制御によって大幅なスパッタ低減が実現できることを述べた。

短絡移行については、橋絡部のくびれ進展に伴い溶接電流を急減させる電流制御方法および回路により、再アーク点弧時のスパッタを減少することができる。しかし溶接電流の急減は、一時的に抵抗器を回路内に挿入することにより実現しているため、消費電力の低減に課題がある。

反発移行に関しては、溶滴移行1回につき溶滴成長用電流と溶滴離脱用電流の2種類のパルス電流を与え、規則的に溶滴を離脱させることにより、大粒のスパッタ発生を大幅に減少させる手法が開発されている⁽²⁶⁾⁻⁽²⁸⁾。しかしこの手法においても、溶滴挙動が不安定となると、溶接ワイヤと溶滴間に働く電磁ピンチ力によって弓なりに大きく伸びたくびれが形成される。この状態で溶滴が離脱すると、くびれ部分が溶滴とワイヤの両方から分離してスパッタとして飛散することがある。また反発移行では溶接電流を増加させることによりアーク反力が増加し、溶滴が浮遊してスパッタ化する可能性があるため、溶滴へのアーク反力の影響を抑制しつつ溶滴を移行させる電流制御が課題となる。

本論文では、炭酸ガスアーク溶接におけるスパッタゼロの実現を目指し、その主な溶滴移行形態である反発移行と短絡移行に共通となる溶滴くびれ部分の飛散を低減する手法を検討する。これらの溶滴くびれから再アーク点弧に至る過程の動作時間は数 μs ～数10 μs であり、このような高速な溶接因子を制御するための電源回路を検討する。

2.5.2 極低スパッタ化に向けた溶接電流制御の考え方

ここでは本論文で提案する炭酸ガスアーク溶接における極低スパッタ化に向けた電流制御の考え方を示す。

最初に反発移行における極スパッタ化の考え方について述べる。2.4に述べた様に、反発移行における溶滴くびれの進展から離脱に至る現象は、溶滴部の電気抵抗値の変化として検出できる。この電気抵抗値変化を利用してくびれの進展状態を判断し、溶接電流指令値を変化させる電流制御方法が従来から提案されている。図2-11にくびれ部分の電気抵抗の時間変化と離脱直前判断のタイミングならびに溶接電流の変化の例を表す。図2-11(a)は離脱直前判断から離脱までの電流減衰が緩やかな場合である。この場合、溶滴離脱の際の溶接電流は高い状態が維持されているため、ワイヤから溶滴が離脱する際にスパッタが飛散しやすい。図2-11(b)は電流減衰率が(a)と同じで、離脱直前判断とする電気抵抗値の閾値を(a)よりも下げ、早いタイミングで離脱直前と判断した場合である。離脱直前判断から離脱するまでに十分に電流が減衰するため、離脱時のワイヤ・溶滴間のアークによるスパッタは抑制できる。しかし、電流が小さいほど電磁ピンチ力が弱まり溶滴くびれは進展し難くなるため、溶滴離脱は遅くなる。この状態でアーク反力によって溶滴の垂下が妨げられると、くびれ部分が弓なりに伸びた状態で溶滴が離脱するため、くびれ部分がスパッタとして飛散しやすい。またくびれ形成初期に離脱直前と判断して電流を減衰させた場合、溶滴成長が遅れるために期待したタイミングで溶滴が離脱せず、溶滴がスパッタ化する恐れがある。

このような問題に対して、本論文では次の二つの仮説に基づいて溶接電流を制御し、溶滴くびれの進展とスパッタへの影響を評価する。

(仮説A) 溶滴離脱直前の判断により電流を急減させ、離脱時には低電流状態とすることによりスパッタを低減させる。

(仮説B) くびれ初期に電流増加させることによりくびれ進展を促進し、くびれの伸びを防ぐ。

第2章

極低スパッタ化に向けた溶滴移行制御の課題とその解決策

図 2-12 に上記二つの仮説による電流制御方法を示す。本論文では、高速な電流応答特性を有するインターリーブ降圧回路を溶接電源に適用し、溶接実験によってこれら2つの仮説による反発移行時のスパッタ低減手法を検証する。

次に短絡移行における極スパッタ化の考え方について述べる。短絡移行における電流制御の考え方は 1.1.5 節に述べた従来の電流制御方法と同様である。しかし従来のインバータ制御型溶接電源の出力回路は図 1-10 に示す通りダイオード整流回路と出力インダクタで構成されているため、その電流減衰速度は溶接負荷回路を含めた時定数に依存する。アーク溶接のワイヤと熔融池が短絡している状態の負荷抵抗値は数 $10\text{m}\Omega$ となり、短絡状態の回路時定数はアーク状態に比べて 10 倍程度長くなる。そこで、従来溶接電源はくびれ検出後に溶接回路内に一時的に抵抗器を挿入し電力消費することで急速な電流低下を実現していた。これに対して本論文では、正負両極性の電圧が出力可能なバイポーラ型インターリーブ溶接電源を適用し、負荷回路抵抗値に関わらず急速に電流を低減させることによるスパッタ低減手法を検証する。

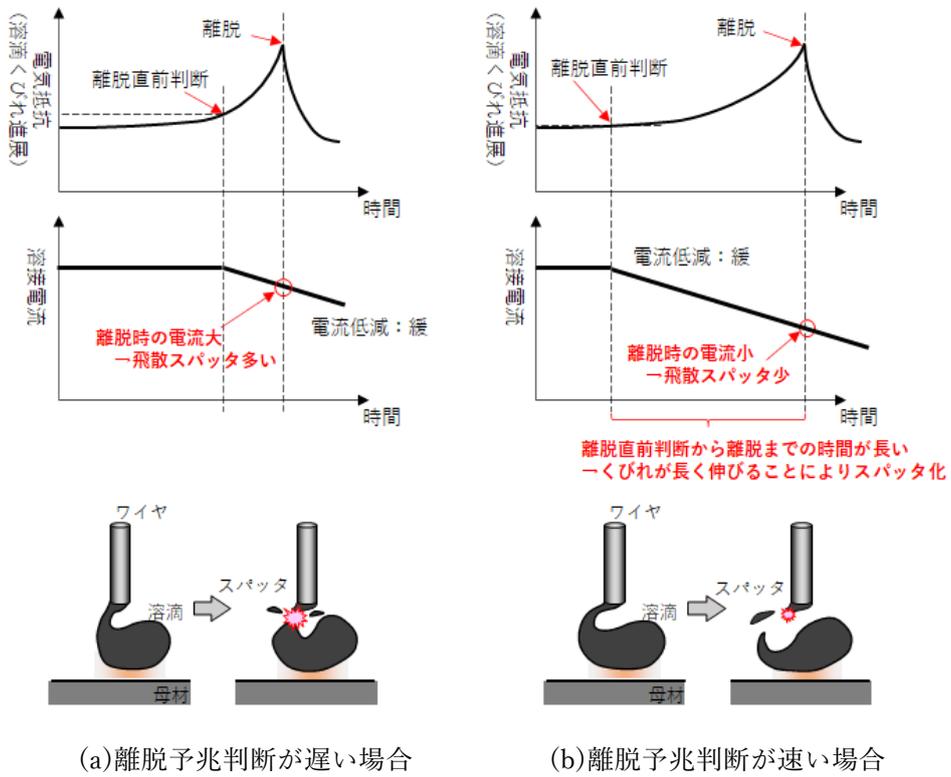


図 2-11 反発移行のスパッタ低減方法

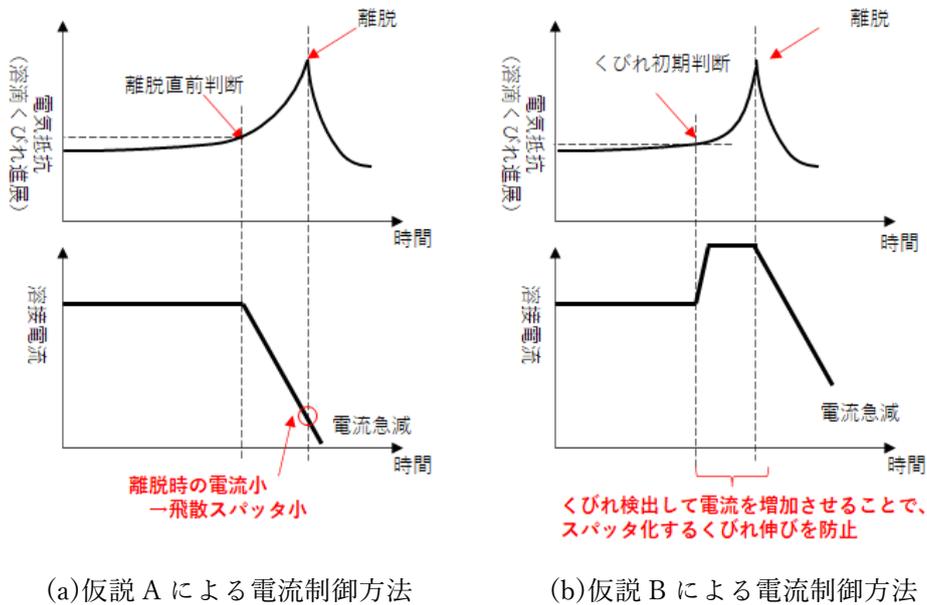


図 2-12 提案する電流制御方法

2.6 本研究の位置づけ

2.5節までに炭酸ガスアーク溶接の反発移行におけるスパッタ発生 of 課題と、本論文におけるスパッタ低減のための新しい電流制御の考え方について示した。本節では従来のスパッタ低減方法に対して、2.5節で提案した新しいスパッタ低減方法の位置づけを明らかにする。図2-13に低スパッタ方法に関する本研究の位置づけを示す。

従来の溶接電源はアークの安定化を重視し回路インダクタンスが大きいため、溶滴離脱予兆判断により電流目標値を急減させても電流減衰速度が遅い。そこで反発移行における溶滴離脱時のスパッタを減らすため、くびれ形成初期の段階で溶接電流指令値を低減することにより、離脱時に電流を低い状態に至らしめている。しかし、くびれ初期で離脱直前と判断して電流を低減させると、電磁ピンチ力が弱まるためにくびれが進展せず、正常な溶滴移行に至らない場合がある。また意図した通りに溶滴が離脱した場合でも、電流の低減から溶滴の離脱までの時間が長いため、くびれ部分が伸びてしまい、離脱時にくびれ部分がスパッタとなる懸念がある。

これに対して、離脱直前と判断するくびれ抵抗 R_f の閾値を上げる、つまり実際の溶滴離脱寸前まで電流減衰させず、かつ離脱時には電流減衰状態とすることにより、スパークによるスパッタや、伸びたくびれ部分がスパッタとなることを防止できる。

一方、短絡移行の橋絡破断時のスパッタを防止するための電流急速減衰回路として、一時的に抵抗器を溶接電流の経路に挿入する方式が提案されているが、本回路はエネルギー損失が発生するだけでなく、精密な電流制御が難しく、本質的な対策となっていない。このように従来溶接電源は動作時間が数10～数100 μs 以上の溶接因子を対象としており、くびれの進展から溶滴の離脱に至るような数10 μs 以下の動作時間の溶接因子を制御することが難しい状況である。

本論文は数10 μs 以下の電流応答時間を持つ溶接電源回路および電流制御方法を用いて、エネルギー損失を発生させることなく急速な電流減衰を実現し、くびれ飛散によるスパッタを防止する。また急速な電流低減だけでなく、急速かつ瞬時の電流増加が可能であり目標電流値に対して高速に応答する電源回路を使用し、溶接電流の急増・急減がくびれ進展に与える影響を評価し、スパッタを極限まで低減させる電流制御方法を提案する。

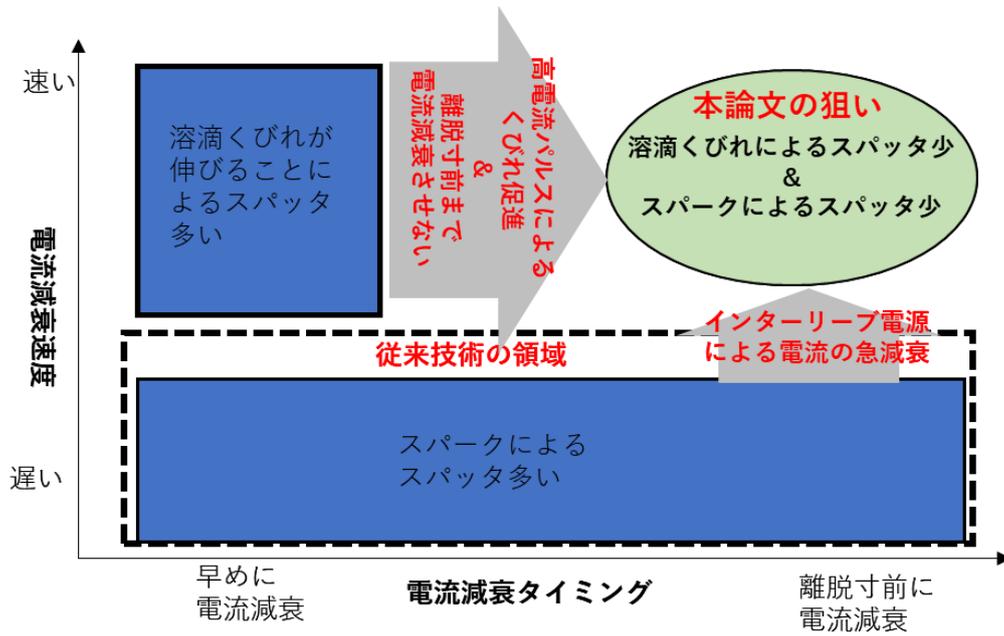


図 2-13 スパッタ低減の電流制御方法に関する本研究の位置づけ

2.7 結論

本章ではアーク溶接のスパッタが発生する溶滴移行のメカニズムの説明として、溶滴のくびれ発生メカニズムやアークプラズマの溶滴移行への影響などに関するこれまでの研究内容を示した。また溶滴移行現象を電氣的に捉えるためのアーク回路モデルを示し、短絡状態は溶滴・溶融池のくびれ進展によって変化する可変抵抗とみなすことができること、アーク状態は溶滴のくびれ進展に加えてアーク長によっても抵抗値が変動する可変抵抗とみなすことができることを示した。またこの回路モデルを利用して、溶接電流値と溶接電圧値から溶滴のくびれ状態を検出する方法を明らかにした。

そのうえで、本論文の目的とするアーク溶接の極低スパッタ化に向けた溶滴移行制御をするための技術課題を次のように示した。

- ・短絡移行：溶接電流を急減させるための回路
- ・反発移行：アーク反力の影響を受けることなく、溶滴を移行させる電流制御方法

そこで本論文では、溶滴移行において溶滴くびれが生じる際に、急速な電流増減が溶滴の挙動に与える影響を評価し、くびれ飛散によるスパッタを低減する電流制御方法を提案する。

この現象を検証するためには、従来よりも飛躍的に高速な電流応答を有する溶接電源が必要である。この溶接電源は応答性だけでなく、溶接現象の瞬間的な負荷変動への応答性も求められる。そこで電流の目標値応答性と外乱への応答性を両立させるための溶接電源の回路構成と制御手法を提案し、アーク溶接への適用によって、上記のスパッタ低減手法を実証する。

第3章 目標値応答と外乱応答に優れた 溶接電源制御方法

3.1 緒論

消耗電極式のガスシールドアーク溶接においては、アークの安定性とスパッタ低減が求められるため、急激な負荷変動があった場合でも溶接電流が変動しないことが望ましい。これまでに数百 μH 程度以上の出力インダクタンスを用いることで負荷変動時の電流を安定化させ、電流の急激な低下が必要な場合には一時的に回路に抵抗器を挿入する方法が実用化されている。しかしこの方式は抵抗器による電流消費により溶接電源の小型化や低損失化を妨げ、また溶接現象の数 $10\mu\text{s}$ 程度以下の速い動作時間を制御することが難しいという課題がある。そこで本章は数 $10\mu\text{s}$ 以下の動作時間を持つ溶接因子を制御できると同時に、アーク状態や短絡状態など溶接負荷が大きく変わった場合でも電流の外乱応答性に優れた溶接電源回路の構成と制御方法について述べる。

高速な電流制御が可能な回路方式としてインターリーブ降圧回路がある。これまで、インターリーブ降圧回路は自動車やサーバ機器向けなどの大電流DC電源回路において、インダクタやコンデンサなどの回路素子の小型化やリプル電流低減、制御性能向上を目的として検討されている⁽⁶³⁾⁽⁶⁴⁾。

インターリーブ降圧回路は、単相降圧コンバータを並列接続し、それぞれのスイッチング位相を意図的にずらすことで出力接続部の電流変化を相殺し、電流リプルを低減できる。また電流リプルを同等とした場合、インダクタのインダクタンスを小さくすることで機器をより小型化できる。一般的に多相インターリーブ化によって、等価的なスイッチング周波数上がるため、降圧コンバータの応答性能が改善すると考えられている。例えばインターリーブ降圧回路のサンプリング周波数を2倍に上げデッドビード制御することで応答性能を向上させる方法が提案されている⁽⁶⁵⁾。溶接機に関しては1.1.3節に示したように溶接機の出力段に相数 N の多相インターリーブ降圧回路を接続することで出力応答

第3章

目標値応答と外乱応答に優れた溶接電源制御方法

性や電力効率の改善を目指す提案がなされている⁽¹⁶⁾。これらはいずれも出力応答を改善することを目的としているが、インターリーブ化による出力インダクタンスの低減効果と目標値応答性と外乱応答性（電流安定性）については十分に検討されていない。また具体的な設計方法や最適パラメータについても明確ではない。

本章では、高速な制御応答を実現することとインダクタの低減にはトレードオフがあることを示し、インターリーブ化によるメリットを制御の観点から定量的に明らかにする。そのうえで高速な電流応答が求められる溶接電源に適した回路パラメータと電流制御方法を提案する。

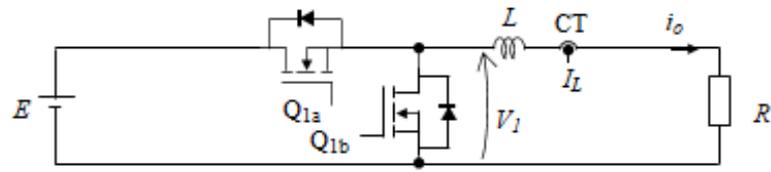
3.2 多相インターリーブ降圧回路の構成と動作

3.2.1 溶接電源用単相降圧回路とその制御方法

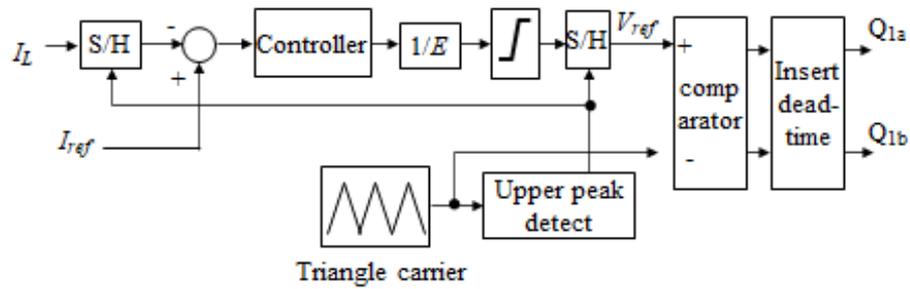
本節では多相インターリーブ降圧回路の基本構成要素である単相降圧回路を溶接電源に適用した場合の制御方法を定義する。

図3-1に単相降圧回路図と制御ブロック図ならびに制御タイミングチャートを示す。ここで負荷はアーク溶接負荷の代わりに抵抗負荷（抵抗値 R ）として検討を進める。溶接電源は高精度な電流制御を必要とするため、電源出力部には平滑コンデンサを持たず、出力インダクタと溶接負荷は直列接続される。従って溶接電流と出力インダクタ電流は同一となるため溶接電流の制御特性は出力インダクタの電流センサ検出値を用いて評価する。電流センサで検出された出力インダクタ電流 I_L は、キャリア三角波の上ピークのタイミングでサンプル&ホールドされ、ADコンバータを経て指令電流 I_{ref} との差分が制御器へ入力される。制御器から出力された電圧指令 V_{ref} は、次のキャリア三角波の上ピークのタイミングで更新され比較器に入力されPWM信号となる。PWM信号はデッドタイムが付与されてゲート信号としてパワーMOS-FET Q_{1a}, Q_{1b} を駆動して電圧 V_1 が出力される。なお、この回路構成の溶接電源では溶接電流は負になることは無いため、トランジスタ Q_{1b} がONの場合でも Q_{1b} ドレイン・ソース間には電流が流れない。

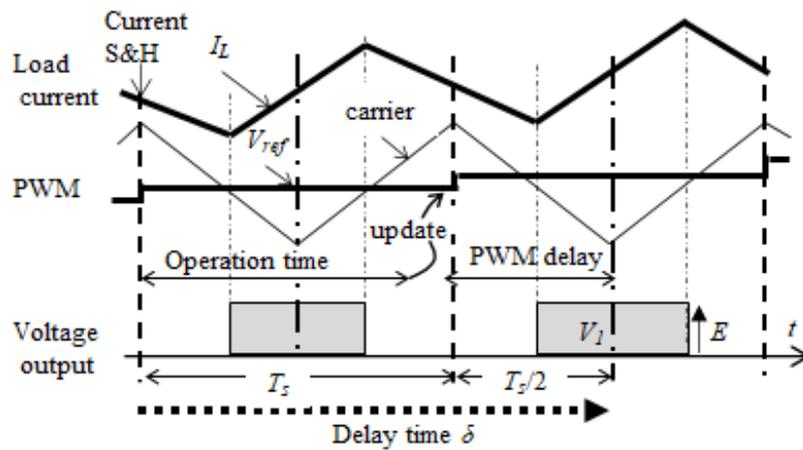
図3-1に示す基本的な降圧回路の制御におけるむだ時間 δ は電流サンプル&ホールドから電圧 V_1 出力の中間時点までの時間、すなわちサンプリング周期 T_s とPWMの遅延時間 $T_s/2$ の和となり $\delta = 3T_s/2$ と見なすことができる。



(a)基本的な降圧回路



(b)制御ブロック図



(c)タイミングチャート

図 3-1 基本的な降圧回路の動作

3.2.2 N相インターリーブ降圧回路

本節では多相インターリーブ降圧回路の基本的な回路構成および制御方法を述べる。相数 N の多相インターリーブ降圧回路の回路構成は、単相降圧回路を N 個並列に並べ、出力インダクタ $L_1 \sim L_N$ の出力部を接続したものとなる。この回路も前節の単相降圧回路と同様に、電源出力部には平滑コンデンサを持たず、出力インダクタと溶接負荷は直列接続される。図 3-2 に溶接電源用 N 相インターリーブ降圧回路の回路構成、図 3-3 にスイッチング素子 $Q_{1a}, Q_{1b}, Q_{2a}, Q_{2b}, \dots, Q_{Na}, Q_{Nb}$ の動作例ならびに各部電流波形例を示す。各スイッチング素子のスイッチング周期を T とすると、基準とするコンバータブロック 1 の Q_{1a}, Q_{1b} に対してコンバータブロック 2 の Q_{2a}, Q_{2b} は T/N 遅れて ON し、以後のコンバータブロックのスイッチング位相が順次 T/N 遅れ、最終コンバータブロック N の Q_{Na}, Q_{Nb} は $(N-1)T/N$ 遅れて ON させる。その結果、インターリーブ降圧回路の出力電流 i_o は、各単相降圧回路のスイッチング周波数の N 倍の脈動をもつ。

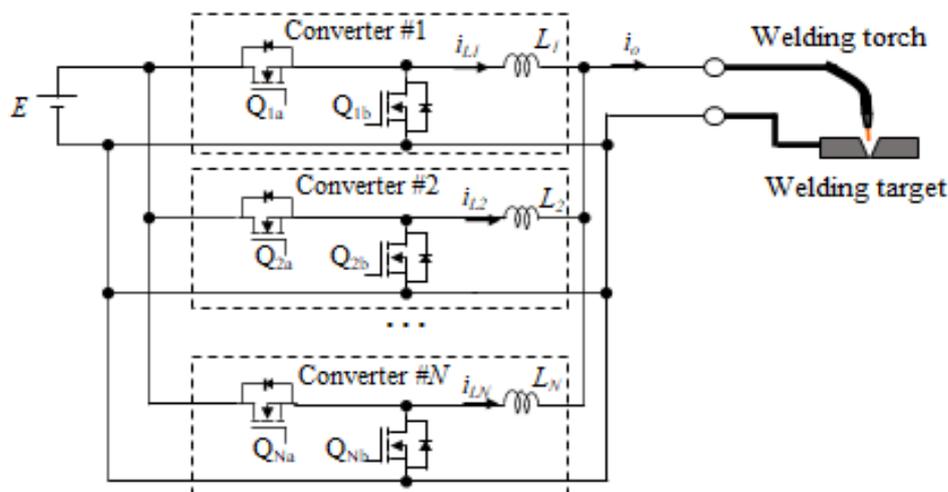


図 3-2 N 相インターリーブ降圧回路構成

第3章

目標値応答と外乱応答に優れた溶接電源制御方法

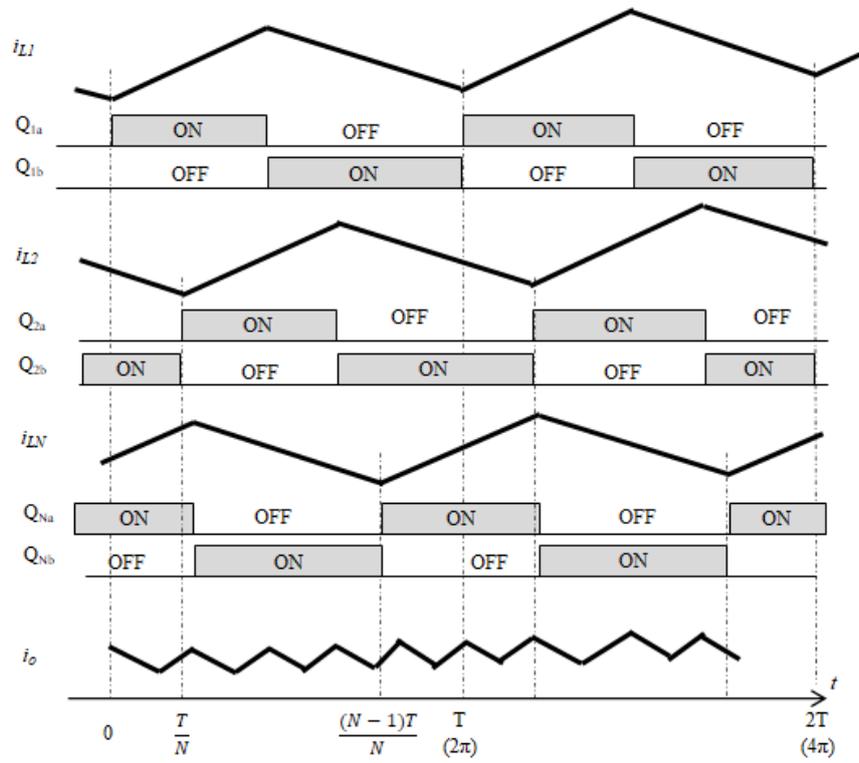


図 3-3 N 相インターリーブ降圧回路のスイッチタイミングと電流波形例

3.2.3 インターリーブ化によるインダクタへの影響

本節では降圧回路のインターリーブ化によるインダクタ素子の仕様に与える影響について説明する。

図 3-1 の単相降圧回路において、インダクタに蓄積されるエネルギー U は、(3-1)式にて定義される。

$$U = \frac{1}{2}LI^2 \dots \dots \dots (3-1)$$

ここで L :インダクタンス, I : 電流

出力インダクタンス L の単相降圧回路を N 相インターリーブ化すると、インダクタ 1 個あたりの平均電流は $1/N$ となるため、インダクタ 1 個当たりの蓄積エネルギーはリップル電流分を無視すれば、 $1/N^2$ となる。従って、 N 相インターリーブ化におけるインダクタンス L を単相降圧回路と同一とすると、インダクタの総蓄積エネルギーを $1/N$ とすることができる。ここで、インダクタのエネルギー密度は一定と仮定すると、 N 相インターリーブのインダクタ総体積は単相降圧回路に比べて $1/N$ に低減できる。一方、 N 相インターリーブ化におけるインダクタンスは等価的に並列接続となるため、一相当たりのインダクタンス L を単相降圧回路の N 倍とした場合、インダクタの総蓄積エネルギーは変化せず、インダクタ総体積は単相降圧回路と同等となる。

さらに等価スイッチング周波数の増加にともない、1 相当たりのインダクタンス L を単相降圧回路の $1/N$ 倍とした場合、インダクタの総蓄積エネルギーは $1/N^2$ となり、インダクタ総体積は単相降圧回路に比べて大幅に低減できる。

3.3 溶接電源の電流フィードバック制御

3.3.1 電流フィードバック制御方式の定義

3.2.1節で示した単相降圧回路の多相インターリーブ化した場合の電流フィードバック制御方法を考える。本節では基本的な性能評価に主眼を置き、多相インターリーブの相数 $N=3$ と設定する。図 3-4 に 3 相インターリーブ降圧回路図を示す。

3 相インターリーブ降圧回路の電流フィードバック制御方法には、3 相各相のインダクタ電流 i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} が負荷電流目標値の $1/3$ 倍になるよう各相を個別に制御する方法と、各相インダクタンス電流の合計電流 i_o が負荷電流目標値になるように各相を一括制御する方法がある。本論文では前者を個別電流制御方式、後者を一括電流制御方式と称する。次節にて、各電流制御方式の具体的な動作について述べる。

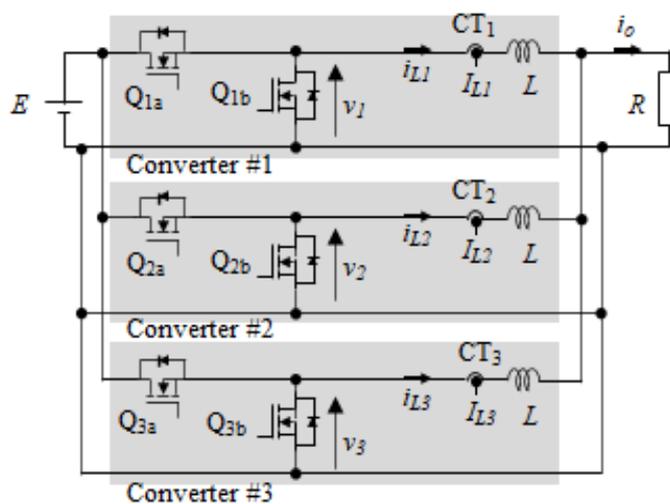


図 3-4 3 相インターリーブ降圧回路構成

3.3.2 個別電流制御方式

本節では個別電流制御の具体的な制御方法について述べる。図 3-5 に個別電流制御方式の制御ブロック図を示す。個別電流制御は各相のキャリア三角波（周期 T_s ）の上ピークで各相インダクタ電流 i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} のセンサ検出値 I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} をサンプル&ホールドし、目標電流 I_{ref} の 1/3 値との差分を制御器に入力する。得られた制御出力は次のキャリア三角波の上ピークで更新され三角波と比較されてゲート信号 $Q_{1a}, Q_{1b}, Q_{2a}, Q_{2b}, Q_{3a}, Q_{3b}$ を得る。従い、個別電流制御のサンプリング周期は各相キャリア周期 T_s と同じである。

図 3-6 に個別電流制御方式の降圧回路ブロック 1 に関する制御タイミングチャートを示す。インダクタ電流 I_{L1} は三角波キャリア 1 の上ピークでサンプル&ホールドされ、各相個別の制御器に入力される。制御器出力はサンプル&ホールドから T_s 後に PWM 参照信号 V_{ref} を更新する。次に三角波キャリア 1 と比較されてタイミング A でゲート信号 Q_{1a} が ON となり、インダクタ L_1 に電圧 V_1 が印加される。なおタイミング A で出力された電圧 V_1 によりインダクタ電流 I_{L1} は増加に転じるが、インダクタの中間電流値に至るまで時間を要する。この PWM 遅延時間は $T_s/2$ である。したがって、個別電流制御のむだ時間 δ は、図 3-6 に示すようにサンプリング周期 T_s と PWM の遅延時間 $T_s/2$ の和 $3T_s/2$ となる。

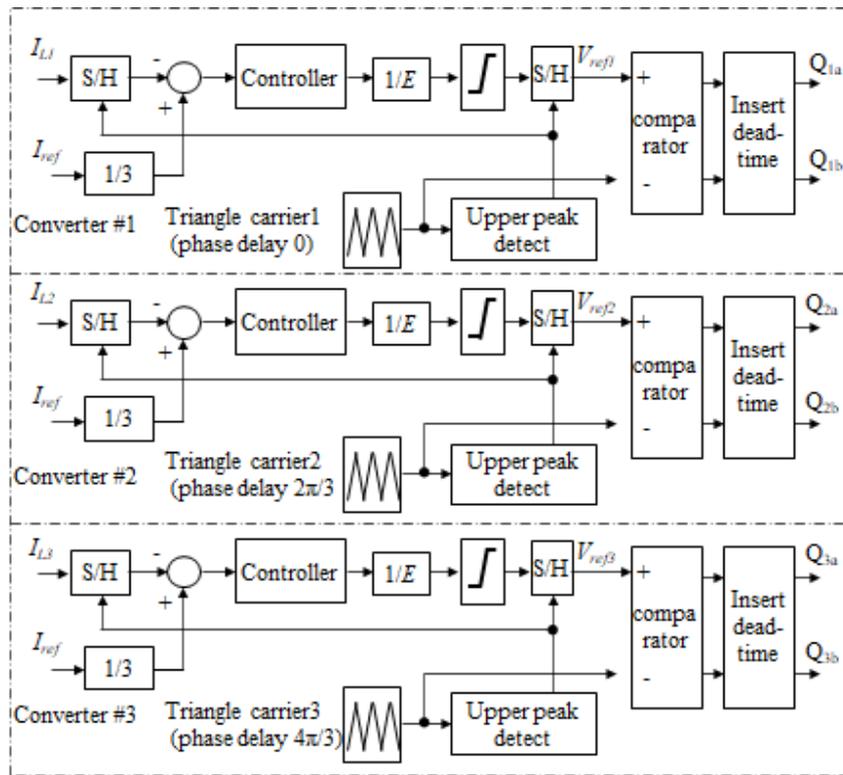


図 3-5 インターリーブ個別電流制御ブロック図

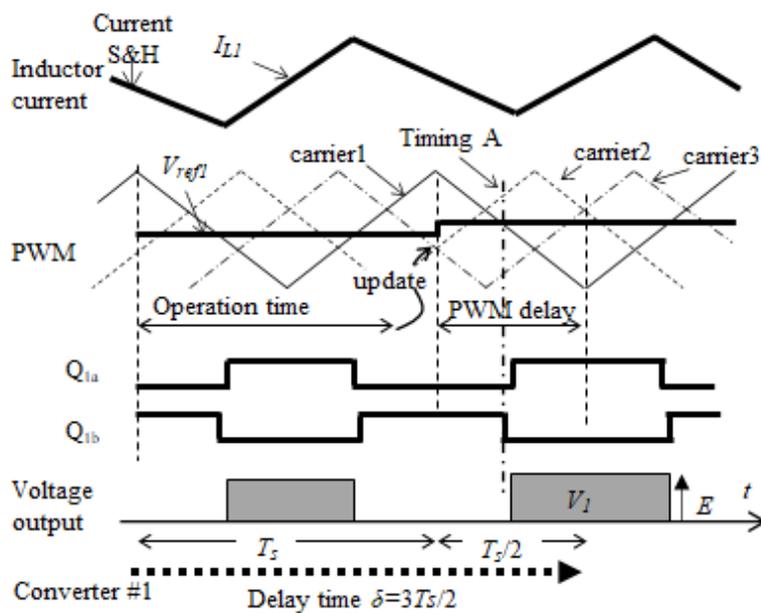


図 3-6 インターリーブ個別電流制御タイミングチャート

3.3.3 一括電流制御方式

次に、インダクタンス電流の合計である負荷電流 i_o が目標値 I_{ref} になるように制御する一括電流制御方式の制御方法について述べる。

図 3-7 に一括電流制御方式の制御ブロック図を示す。

一括電流制御では 3 相キャリア三角波の全ての上ピークで各相インダクタ電流 i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} のセンサ検出値 I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} をサンプル&ホールドし、その合計値 ($I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}$) と目標電流値 I_{ref} との差分を共通の制御器(Controllor A)に入力する。得られた制御出力は次のキャリア三角波の上ピークで更新され三角波と比較されてゲート信号 $Q_{1a}, Q_{1b}, Q_{2a}, Q_{2b}, Q_{3a}, Q_{3b}$ を得る。従い、一括電流制御のサンプリング周期は各相キャリア周期 T_s の 1/3 となる。

図 3-8 に一括電流制御方式の降圧回路ブロック#1 に関する制御タイミングチャートを示す。インダクタ電流 I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} は 3 相キャリア三角波のすべての上ピークでサンプル&ホールドされ、制御器(Controllor A)に入力される。制御器出力はサンプル&ホールドから $T_s/3$ 後に PWM 参照信号 V_{ref} を更新する。次に三角波キャリア 1 と比較されてタイミング A でゲート信号 Q_{1a} が ON となり、インダクタ L_1 に電圧 V_1 が印加される。なおタイミング A で出力された電圧 V_1 によりインダクタ電流 I_{L1} は増加に転じるが、インダクタの中間電流値に至るまで時間を要する。この PWM 遅延時間は $T_s/2$ である。したがって、一括電流制御における制御のむだ時間 δ は、図 3-8 に示すようにサンプリング周期 $T_s/3$ と PWM 遅延時間 $T_s/2$ の和 $5T_s/6$ となる。

なお、インターリーブ一括電流制御ではインダクタンス電流の和のみを制御するため、インダクタ・配線経路の抵抗やインダクタンスの差によって、各相電流にばらつきが生じる。そこで、各相に負荷電流の 1/3 が均等に流れるようバランス制御を適用する。本論文ではバランス制御が一括電流制御応答に与える影響を小さくするため、各相電流をカットオフ周波数 100Hz のローパスフィルタで処理してバランス制御の応答を遅くしている。そして負荷電流の 1/3 を目標電流、フィルタ処理された各相電流をフィードバックとして制御器 (Controllor B) により制御し、得られた各相出力に一括電流制御出力を加算して PWM 参照信号を得る。

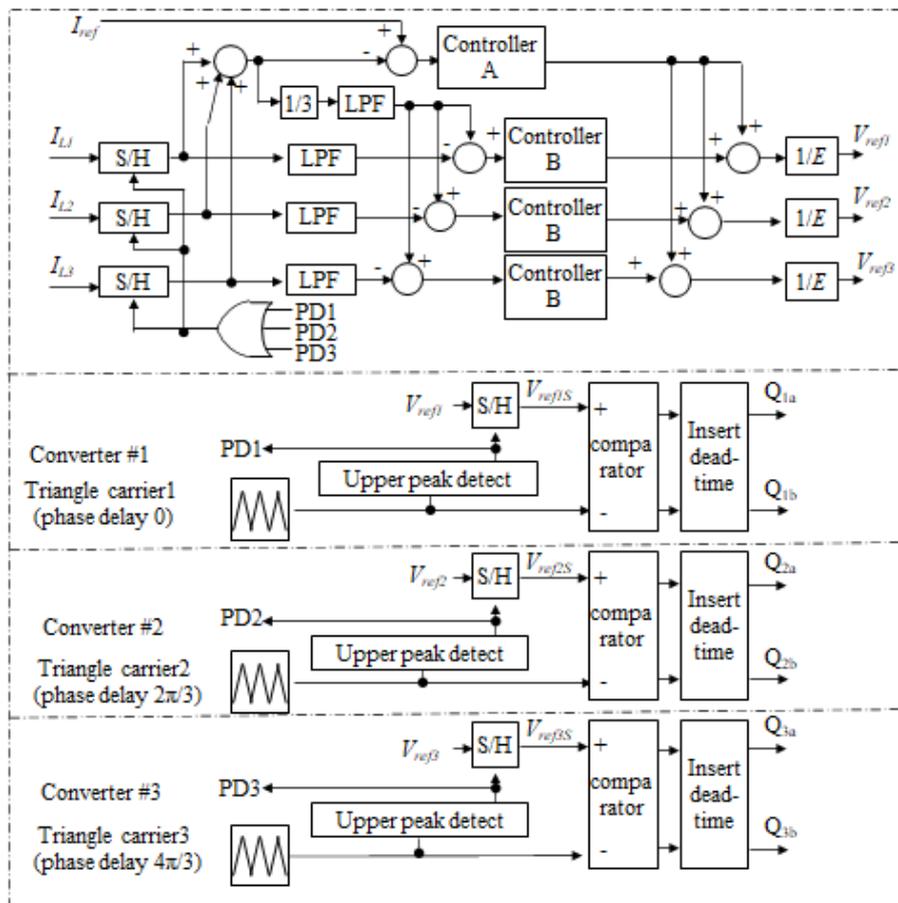


図 3-7 インターリーブ一括電流制御ブロック図

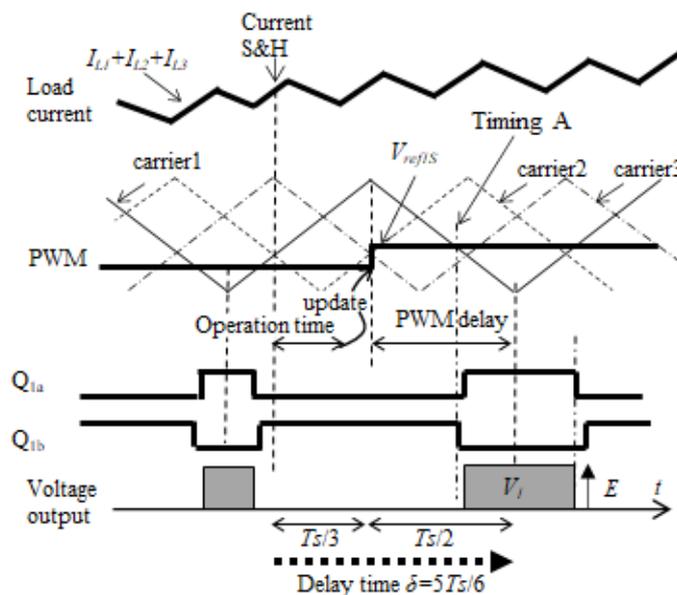


図 3-8 インターリーブ一括電流制御タイミングチャート

3.3.4 PI 制御ゲイン設定方法

本論文の電流制御器には溶接電源で一般的に利用される PI 制御を用いる。単相降圧回路と個別電流制御方式インターリーブ降圧回路、一括電流制御方式インターリーブ降圧回路の電流応答性を評価する上で、共通の PI 制御ゲイン設定指標が必要となる。PI 制御の制御応答にはむだ時間 δ が大きく影響するため、むだ時間を含む PI コントローラのゲイン設定方法として知られ、アーク炉の分野で比較的多く適用されているベトラーク法を用いて、PI ゲインを設定する⁽⁶⁶⁾。(3-2)式に PI コントローラの伝達関数と、ベトラーク法に基づくパラメータを示す⁽⁶⁷⁾⁽⁶⁸⁾。

$$G_p(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_p s} \right) \dots \dots \dots (3-2)$$

ここで

$$T_p = \frac{L_e}{R_e}$$

$$K_p = \frac{T_p}{2\delta \frac{1}{R_e}} = \frac{L_e}{2\delta}$$

R_e は制御器から見た等価負荷抵抗値、 L_e は制御器から見た等価出力インダクタンス、 δ は制御器におけるむだ時間である。

なお、個別電流制御と一括電流制御では制御器から見た等価出力インダクタンス、等価負荷抵抗値が異なる。個別電流制御は各相が独立して動作するため、図 3-9 の等価回路となり、制御器から見た負荷抵抗は 3 倍となる。一方で一括電流制御は図 3-10 の等価回路となり、制御器から見たインダクタンスは 1/3 となる。表 3-1 に各回路・制御方式の PI 制御パラメータを示す。

第3章

目標値応答と外乱応答に優れた溶接電源制御方法

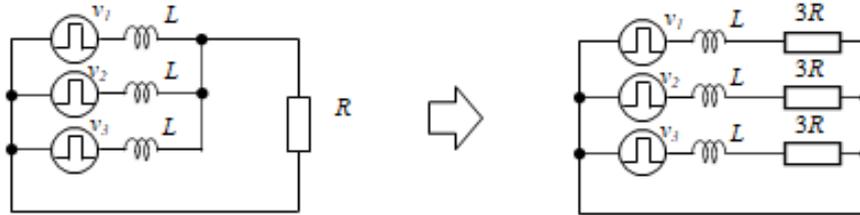


図 3-9 インターリーブ個別電流制御等価回路



図 3-10 インターリーブ一括電流制御等価回路

表 3-1 回路・制御方式における制御パラメータ一覧

Circuit type		δ	L_e	R_e	T_p	K_p
Single phase buck converter.		$3T_s/2$	L	R	L/R	$L/(3T_s)$
3 phase interleave	Individual current control	$3T_s/2$	L	$3R$	$L/3R$	$L/(3T_s)$
	Collective current control	$5T_s/6$	$L/3$	R	$L/3R$	$L/(5T_s)$

3.4 シミュレーションによる電流制御方式の評価

3.4.1 回路構成と電流制御方式の応答特性評価方法

本章では基本性能評価を目的として、制御のキャリア周波数は現状溶接機と同等条件、出力電流は比較的小電流にて試験を行う。基準条件をキャリア周波数 20kHz、出力インダクタンス 300 μ H、負荷抵抗 1 Ω の単相降圧回路 (Case A1) とし、基準条件に対してキャリア周波数 3 倍・インダクタンス 1/3 倍とした単相降圧回路 (Case A2) との応答特性を比較する。そのうえで 3 相インターリーブ降圧回路の個別／一括電流制御それぞれについて、インダクタンス 3 倍(Case B1/C1)、インダクタンス同等(Case B2/C2)とインダクタンス 1/3 倍(Case B3/C3)の応答特性を比較する。

表 3-2 に性能比較する回路構成と制御方式における PI 制御ゲイン一覧を示す。PI 制御ゲインは 3.3.4 節で述べたベトラーク法により導出した。電源電圧 E は 100V に設定した。

表 3-2 回路比較条件

Case	Circuit type	Carrier frequency	δ	Output inductor	PI Controller gain	
					T_p	K_p
A1	Single phase buck converter	20kHz	75 μ s	300 μ H	300 μ s	2.0
A2		60kHz	25 μ s	100 μ H	100 μ s	2.0
B1	3 phase interleave, Individual current control	20kHz	75 μ s	900 μ H	300 μ s	6.0
B2				300 μ H	100 μ s	2.0
B3				100 μ H	33.3 μ s	0.667
C1	3 phase interleave, Collective current control	20kHz	41.6 μ s	900 μ H	300 μ s	3.6
C2				300 μ H	100 μ s	1.2
C3				100 μ H	33.3 μ s	0.4

3.4.2 周波数応答による評価

表 3-2 に示した回路比較条件において、各回路の電流目標値に対する周波数応答と電流外乱に対する周波数応答をシミュレーションによって比較評価する。回路シミュレータは PSIM ver10 (旧 powersim 社) を用いた。

目標値応答は、目標電流として正弦波交流を重畳させた直流電流指令を与え、そのときの負荷電流レベルと目標電流レベルの比率を評価した。負荷電流はスイッチングリップル電流を含むために高調波解析処理して目標電流周波数成分を抽出し、目標電流と比較した。また目標電流は検証用実験装置の能力に応じた電流・周波数範囲として、DC5A に周波数 100Hz~9kHz, 振幅 3A の正弦波を重畳させた電流指令を与えた。電流外乱応答については、第 2 章で述べたように溶接電源のアーク負荷は非常に変化の大きい可変抵抗と見なすことができる。本シミュレーションでは、抵抗値を変化させる代わりに負荷抵抗と直列に交流電圧源を挿入し、その交流電圧の周波数を変化させた場合の負荷電流交流実効値の変化を外乱応答特性とした。負荷電流目標値は DC9A を与え、交流電圧は負荷 1Ω から 2Ω への外乱変動に相当する $4.5V \pm 4.5V$ の正弦波交流電圧を与えた。

図 3-11 に各回路・制御方式の電流目標値応答シミュレーションの比較結果を示す。単相降圧回路の場合、基準とした Case A1 に対してキャリア周波数 3 倍、インダクタンス 1/3 とした Case A2 は応答が約 3 倍向上している。これに対してインターリーブ個別電流制御を適用すると、出力インダクタンスを 3 倍とした Case B1 が Case A1 と同等特性、インダクタンスが Case A1 同一の Case B2 は、周波数 2kHz 以下では Case A2 同等の目標値応答を示すが、周波数が増加するにつれてむだ時間 δ が影響し応答は悪くなる。なお、個別制御 Case B3 は PI 制御の時定数に対してむだ時間 δ が 2 倍以上と大きく、制御が発散するため、図 3-11 には示していない。

次に、出力インダクタンスを Case A1 の 3 倍とした Case C1 は個別制御 Case B1 と同様に Case A1 と同等特性となる。これに対してインダクタンスが Case A1 と同一の Case C2 は、Case A2 に近い特性となり、個別電流制御 B2 よりも目標値応答特性が優れることを示している。さらにインダクタンスを A1 の 1/3 とした Case C3 は、Case C2 よりも高周波領域の応答性能が向上する。

次に図 3-12 に単相降圧回路と個別電流制御方式および単相降圧回路と一括電流制御方式の外乱応答シミュレーション結果を示す。外乱応答特性はゲインが小さいほど外乱の影響を受けにくく、望ましい特性である。図 3-12 から、単相降圧回路 Case A2 は 2kHz 以下で Case A1 よりも外乱の影響を受けにくく、2kHz 以上では外乱影響を受けやすいことが示された。これは Case A2 のむだ時間が A1 の 1/3 であるため低周波側の外乱応答特性が 10dB 程度向上する一方で、インダクタンスが 1/3 と小さいため高周波側で外乱応答特性が 10dB 程度悪化すると考えられる。

インターリーブ個別電流制御を適用した Case B1 と Case B2 について、インダクタンスが Case A1 の 3 倍である Case B1 は Case A1 とほぼ同じ外乱特性となり、インダクタンスが Case A1 同等である Case B2 は Case A1 よりも外乱の影響を受けやすいことが示された。これは、図 3-9 のインターリーブ個別電流制御の等価回路に示すように、インターリーブ個別制御では負荷側から見たインダクタンスは 1/3 となるため、Case B1 の負荷側から見たインダクタンスは $300\mu\text{H}$ となるのに対して、Case B2 のインダクタンスは $100\mu\text{H}$ と小さくなることが高周波側特性に影響していると考えられる。また Case A1, B1, B2 は、むだ時間が同じであるため、低周波側の外乱特性は同等となる。

一方でインターリーブ一括電流制御を適用すると、インダクタンス 3 倍の Case C1 は、負荷側から見たインダクタンスが Case A1 同等の $300\mu\text{H}$ となる一方で、むだ時間は Case A1 の 5/9 倍となるため外乱の影響を受けにくい。またインダクタンス同等の Case C2 は C1 と同じ理由で低周波側では Case A1 よりも外乱影響受けにくい、負荷側から見たインダクタンスは $100\mu\text{H}$ と小さいため高周波側で外乱影響を受けやすい。なおインダクタンス 1/3 にした Case C3 は負荷側から見たインダクタンスが $33.3\mu\text{H}$ とさらに小さいため、高い周波数域で他条件に比べてさらに外乱影響を受けやすくなる。

これらの結果から、インターリーブ一括電流制御降圧回路は、キャリア周波数 3 倍、インダクタンス 1/3 とした単相降圧回路の目標値応答・外乱応答性能には及ばないものの、それに近い応答性能が得られることが期待される。

第3章

目標値応答と外乱応答に優れた溶接電源制御方法

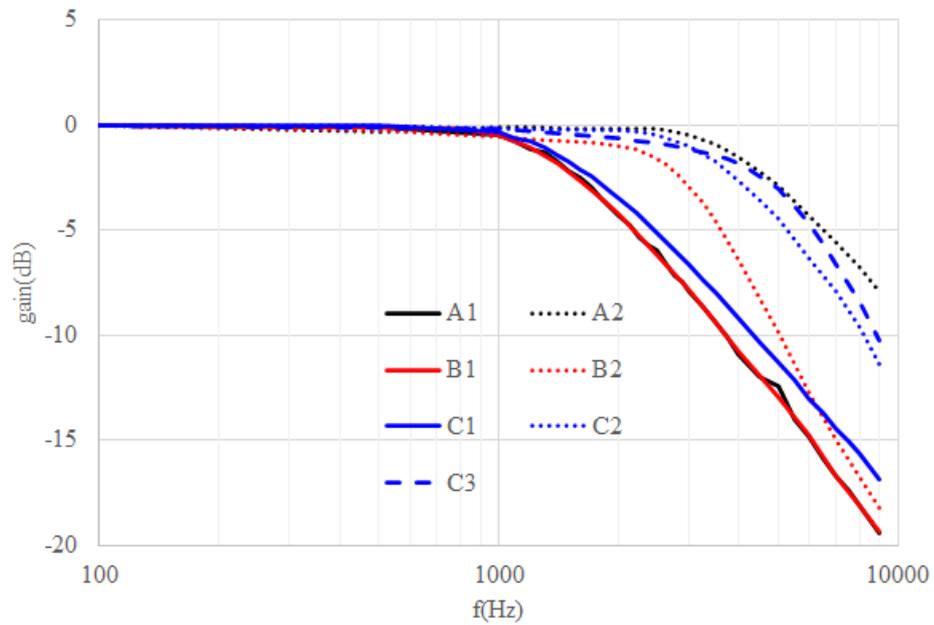


図 3-11 目標値応答比較 (周波数応答・シミュレーション)

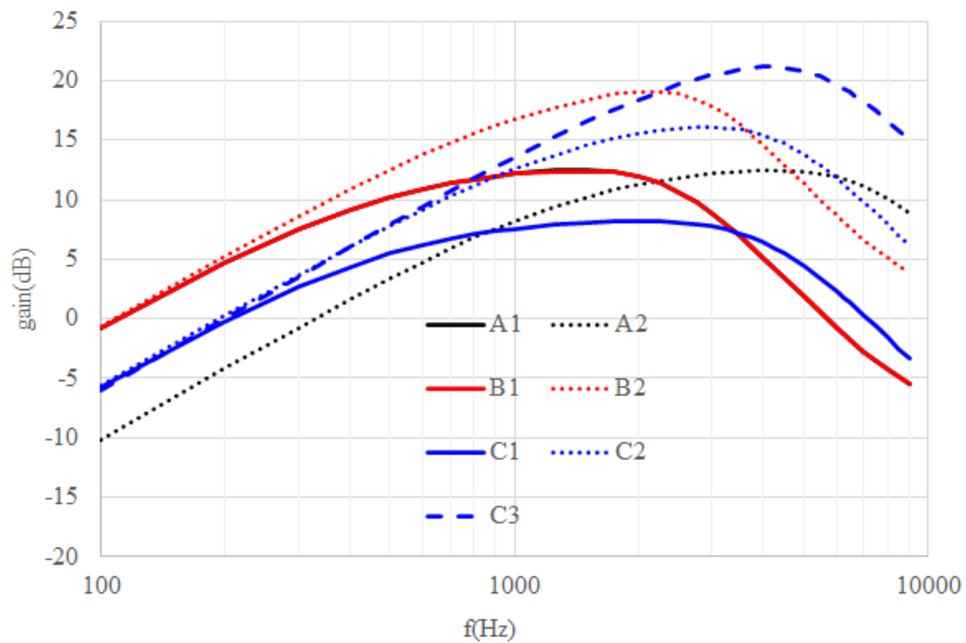


図 3-12 外乱応答比較 (周波数応答・シミュレーション)

3.4.3 ステップ応答による評価

本節では前節にて最も応答特性の良かった単相降圧回路 Case A2 と、それに近い特性が期待されるインターリーブ一括電流制御 Case C2 のステップ応答を確認する。

目標値応答は、負荷目標電流 I_{ref} を $9A \rightarrow 17A \rightarrow 9A$ とステップ状に変化させたときの負荷電流 I_L の応答を、外乱応答は負荷抵抗を $2\Omega \rightarrow 1\Omega \rightarrow 2\Omega$ と変化させたときの負荷電流 I_L の応答をシミュレーションにて計算した。なお負荷電流波形ではスイッチングリップが重畳して比較が困難なため、いずれの負荷電流値とも制御器内のサンプル&ホールド値を示している。

図 3-13 (a)に目標値応答、図 3-13(b)に外乱応答のシミュレーション結果を示す。この図に示す通り、電流一括制御 Case C2 は目標値・外乱応答ともに単相降圧回路 Case A2 に近い性能を示すものの、Case A2 の方が速い応答であることがわかる。これは前節で述べたように、Case A2 のむだ時間 $\delta = 25\mu s$ に対してインターリーブ一括電流制御 Case C2 のむだ時間 $\delta = 41.6\mu s$ が大きいことが原因と考えられ、応答性向上にはインターリーブ回路においても、むだ時間の短縮が重要であることが示唆される。

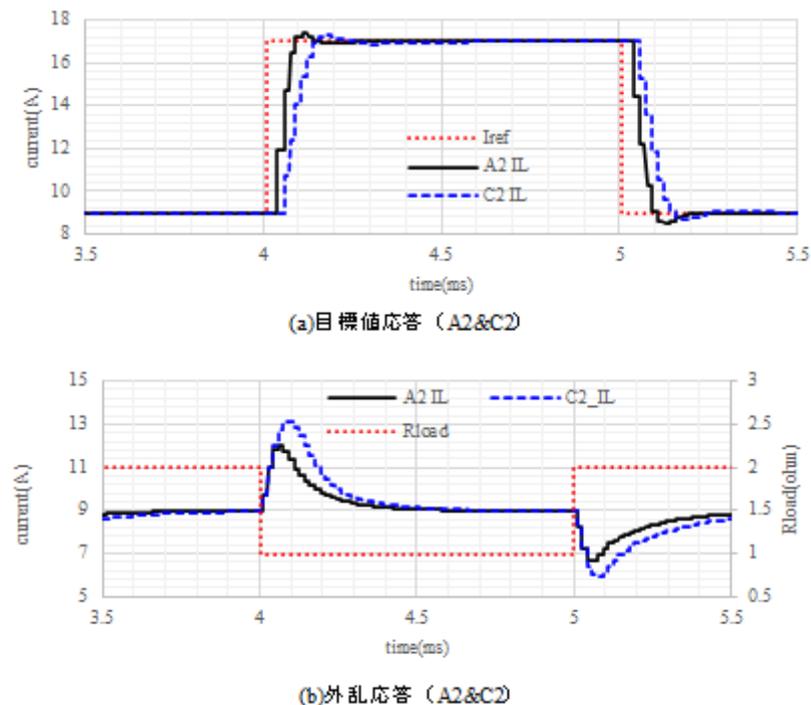


図 3-13 目標値応答と外乱応答 (ステップ応答・シミュレーション)

3.5 実機試験による応答性能の検証

3.5.1 実験装置・方法

3.4節で示した回路方式の有効性を検証するために、小型の実験装置を用いて評価試験を行った。表3-3に実験装置の仕様および動作条件を示す。評価する回路方式は3.4節の表3-2に示した単相降圧回路A1,A2および3相インターリーブ降圧回路の個別電流制御B1,B2、一括電流制御方式C1,C2,C3の計7種類を対象とし、シミュレーションと同様の回路パラメータを設定した。評価方法は目標値周波数応答とステップ応答、外乱ステップ応答とした。目標値周波数応答は、目標値 I_{ref} として直流5Aに100Hz~9kHz、振幅3Aの正弦波電流を重畳させたときの負荷電流振幅比率をシミュレーションと同一方法で記録した。目標値ステップ応答は、時刻0にて9A→18Aおよび18A→9Aのステップ状の目標値 I_{ref} を与えたときの、制御器でサンプルホールドした負荷電流値を記録した。

外乱ステップ応答は、 $I_{ref} = 9A$ 一定として、負荷抵抗を時刻0にて $2\Omega \rightarrow 1\Omega$ および $1\Omega \rightarrow 2\Omega$ と変化させたときの制御器内のサンプル&ホールド値を記録した負荷電流値を記録した。

表 3-3 実験装置仕様・動作条件

Quantity	Symbol	Value
Input voltage	E	40V
Load resistance	R	1 Ω
Phase	N	3

Case	Circuit type	Carrier frequency	δ	Output inductor	PI Controller gain	
					T_p	K_p
A1	Single phase buck converter	20kHz	75 μ s	330 μ H	330 μ s	2.2
A2		60kHz	25 μ s	100 μ H	100 μ s	2.0
B1	3 phase interleave, Individual current control	20kHz	75 μ s	900 μ H	300 μ s	6.0
B2				330 μ H	110 μ s	2.2
C1	3 phase interleave, Collective current control	20kHz	41.6 μ s	900 μ H	300 μ s	3.6
C2				330 μ H	110 μ s	1.3
C3				100 μ H	33.3 μ s	0.4

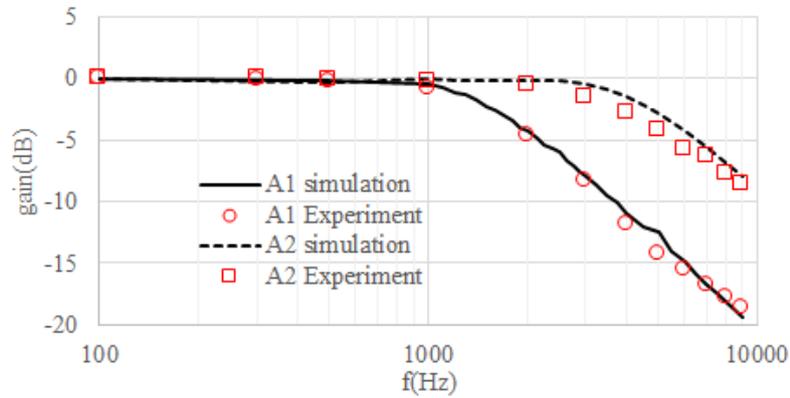
3.5.2 実験結果

図 3-14 に各制御方式における目標値周波数応答の実験結果と、同条件でのシミュレーション結果を示す。図 3-14 (a)の単相降圧回路は条件 Case A1, Case A2 とも、シミュレーションと同じ特性を示すことが確認された。図 3-14 (b)のインターリーブ個別電流制御および図 3-14 (c)のインターリーブ一括電流制御についても、実験結果とシミュレーション結果はほぼ一致しており、シミュレーション結果の妥当性を確認した。Case B2 および Case C2 はシミュレーション結果に比べて実験結果の応答性がやや劣っている原因は、実験で用いたインダクタのインダクタンスがシミュレーションの $300\mu\text{H}$ に対して $330\mu\text{H}$ と大きいためと考えられる。

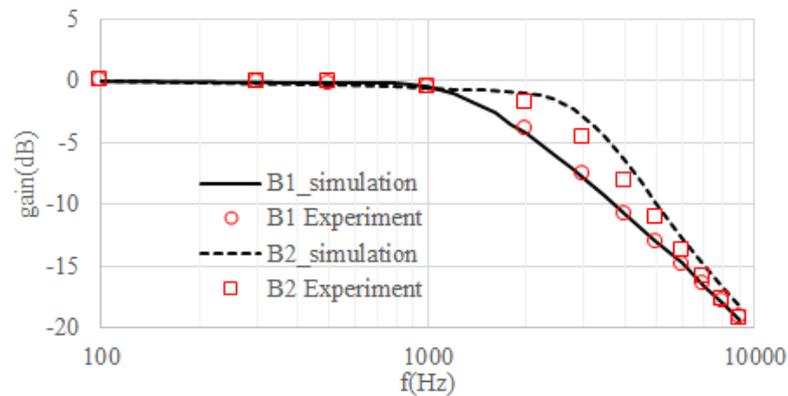
次に目標値ステップ応答と外乱ステップ応答について、同等性能が期待される Case A2 と Case C2 の実験結果を比較した。図 3-15 に Case A2, Case C2 制御方式における目標値ステップ応答の実験結果、図 3-16 に Case A2, Case C2 制御方式における外乱ステップ応答の実験結果を示す。いずれの応答波形もシミュレーションと実験結果はほぼ一致しており、シミュレーションの妥当性が確認された。

第3章

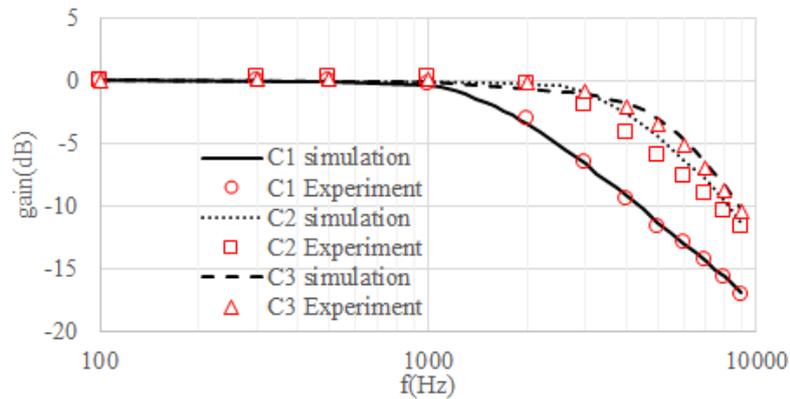
目標値応答と外乱応答に優れた溶接電源制御方法



(a)単相降圧回路

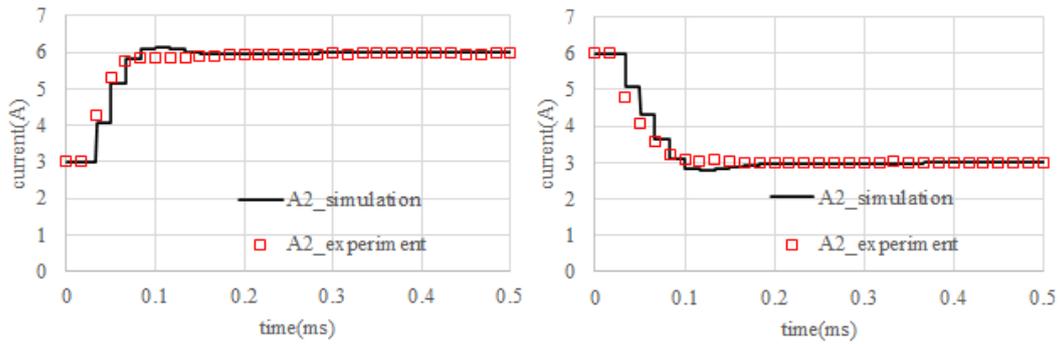


(b)個別電流制御インターリーブ降圧回路

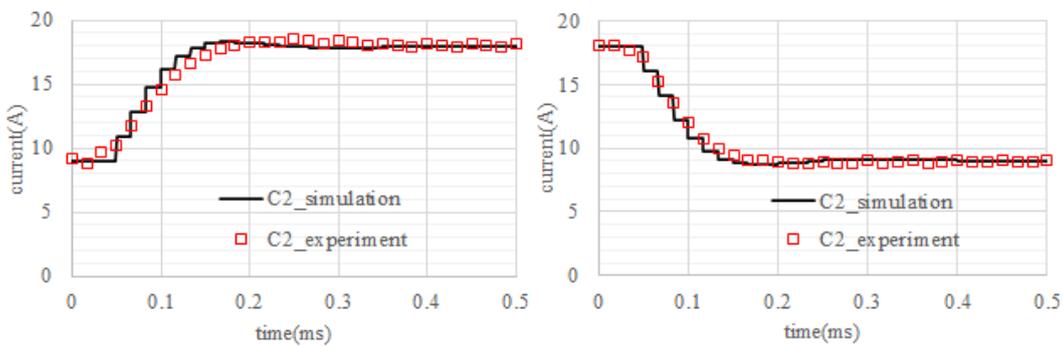


(c)一括電流制御インターリーブ降圧回路

図 3-14 目標値応答 (周波数応答・実験)



(a) 単相降圧回路



(b) 一括電流制御インターリーブ降圧回路

図 3-15 目標値応答 (ステップ応答・実験比較)

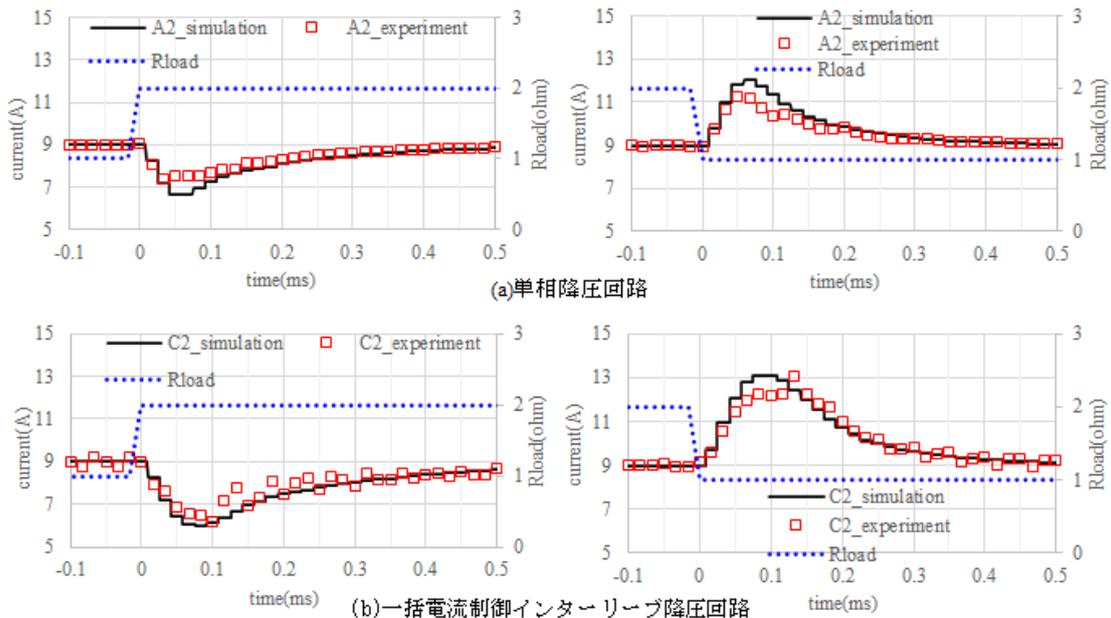


図 3-16 外乱応答 (ステップ応答・実験比較)

3.6 溶接電源に適した回路構成と電流制御方式

これまでに、単相降圧回路を基準として、インターリーブ個別制御とインターリーブ一括制御の電流制御方式の性能差、および出力インダクタのインダクタンス値が電流制御応答に与える影響について比較検証を行ってきた。前節で述べた実験結果によって、シミュレーション結果の妥当性が確認できた。そこで本節では3.4.2で示したシミュレーション結果に基づき、各回路方式と電流制御方式の性能比較評価を行う。

単相降圧回路の Case A1 と Case A2 を比較した場合、むだ時間が小さい Case A2 の方が目標値応答・外乱応答性能ともに優れていることが図 3-11 および図 3-12 の結果に示されている。これに対してインターリーブ個別電流制御の Case B1 は単相降圧回路 Case A1 と同等性能であり、インターリーブ個別電流制御の Case B2 は単相降圧回路 Case A2 よりも目標値応答・外乱応答性能に劣ることがわかる。またインターリーブ一括電流制御の Case C1 は単相降圧回路 Case A1 と同等性能であるが、インターリーブ一括電流制御の Case C2 は単相降圧回路 Case A2 よりもやや劣る目標値応答・外乱応答性能が得られ、インターリーブ一括電流制御の Case C3 は目標値応答性能に優れるものの外乱応答性能は他の条件に比べて大きく劣る結果となった。

次に溶接電源の実現性の観点から、降圧回路体積、特に降圧回路体積の大部分を占めるインダクタ体積と半導体デバイスの温度に注目する。キャリア周波数を N 倍・インダクタンス $1/N$ とした単相降圧回路 Case A2 に比べて、インターリーブ一括電流制御 Case C2 は、インダクタ総体積は同等であるが、キャリア周波数が増加しないためデバイスの総発熱量は Case A2 よりも大幅に低くなる。これは溶接電源のように大電流が必要な回路においては特に優位性がある。表 3-4 に各回路方式の性能比較結果を示す。

総括すると、目標値応答・外乱応答性能では単相降圧回路 Case A2 が望ましいものの、半導体デバイスのスイッチング速度に限界があるため、大電流出力が必須である溶接電源の外乱応答と目標値応答を両立する回路方式は、インダクタンスを維持したインターリーブ一括電流制御方式の Case C2 が最適となる。

表 3-4 各電源方式の性能比較結果

Case	Circuit type	Carrier frequency	Output inductor	Result				
				Target response	disturbance response	Inductor volume	Power device temperature	Total
A1	Single phase buck converter	20kHz	300uH	C	A	B	B	B
A2		60kHz	100uH	A+	B	A	C	B
B1	3 phase interleave, Individual current control	20kHz	900uH	C	A	B	B	B
B2			300uH	B	B	A	B	B
B3			100uH	-	-	-	-	-
C1	3 phase interleave, Collective current control	20kHz	900uH	C	A	B	B	B
C2			300uH	A-	B	A	B	A-
C3			100uH	A	C	A+	B	B+

A:Excellent, B:Good,C:Poor

3.7 結論

アーク溶接電源において、電流の外乱応答性だけでなく、数 10 μ s の動作時間の溶接因子を制御可能な電流応答性を実現するための溶接電源回路として、N 相インターリーブ降圧回路とその具体的な制御方法を提案した。

インターリーブ降圧回路の電流制御方法として、並列接続されたインダクタのそれぞれの電流を目標電流に制御する個別電流制御と、インダクタ電流の合計値を目標電流に制御する一括電流制御の 2 種類がある。これらを回路シミュレーションおよび小電流実験で比較評価した結果、一括電流制御方式が個別電流方式よりも電流の外乱応答と電流の目標値応答において優れていることを確認した。その理由は一括電流制御方式が個別電流制御方式に比べてむだ時間 t_d を $5/9$ 倍短縮できるためである。

一括電流制御方式の N 相インターリーブ降圧回路は、キャリア周波数を N 倍とした単相降圧回路に対して PWM キャリアの遅延時間が大きく、電流外乱応答と電流目標値応答がやや劣る場合がある。しかしながら一括電流制御方式 N 相インターリーブ回路は、1 相当りのスイッチング周波数を増加させることなく応答性能を N 倍近くまで向上できるため、大電流での外乱応答と目標値応答を要求される溶接電源に適している。

この結果に基づき、次章以降では一括電流制御方式の 3 相インターリーブ降圧回路を溶接電源に適用し、電流応答の高速化が溶滴移行現象に与える影響を評価する。

第4章 溶接電源の大電流応答評価

4.1 緒論

第3章では、適切な出力インダクタンス値を設定した電流一括制御型のインターリーブ降圧回路を適用した溶接電源について述べた。これにより、同一キャリア周波数の従来溶接電源に比べて、溶接電流の目標値への応答性が向上し、負荷変動に対する外乱応答性も劣化しないことをシミュレーションによって示した。さらに同一条件の制御方法による小型3相インターリーブ降圧回路の実験を行い、シミュレーション結果の妥当性を確認した。また、電流一括制御型のN相インターリーブ回路は1相当たりのスイッチング周波数を増加させることなく応答性能をN倍近くまで向上でき、大電流での外乱応答と目標値応答が求められる溶接電源に適していることを示した。

本章では電流一括制御型3相インターリーブ降圧回路をアーク溶接が可能な領域まで大電流化し、抵抗負荷試験およびアーク溶接試験を行う。これらの試験によって、炭酸ガスアーク溶接の極低スパッタ化に向けた高速電流応答性能を評価する。

評価対象のインターリーブ型溶接電源には、正電流または負電流のいずれかの出力が可能なものと、正負両方の出力が可能なものの2種類を用いる。前者をユニポーラ型インターリーブ溶接電源、後者をバイポーラ型インターリーブ溶接電源と定義する。最初に、反発移行における溶接電流の応答評価を目的として、従来のインバータ制御溶接電源とユニポーラ型インターリーブ溶接電源による抵抗負荷試験およびアーク溶接試験を行い、電流応答を比較する。次に、特に短絡移行で求められる高速な電流立ち下り応答の評価を目的として、バイポーラ型インターリーブ溶接電源とユニポーラ型インターリーブ溶接電源によるアーク溶接試験を行い、それぞれの電流立ち下り電流応答を比較評価する。

4.2 ユニポーラ型インターリーブ溶接電源の評価

4.2.1 ユニポーラ型インターリーブ溶接電源の回路構成

本節ではユニポーラ型の3相インターリーブ降圧回路を溶接電源に適用したときの溶接電流の目標値応答性能を比較評価する。評価試験では、まず炭酸ガスアーク溶接のアーク状態の抵抗値と同等の抵抗器を負荷として用い、次に実際の炭酸ガスアーク溶接における電流応答性を評価する。

図4-1に比較対象である従来のインバータ型溶接電源、図4-2に評価対象であるユニポーラ型インターリーブ降圧回路を適用した溶接電源（以下、ユニポーラ型インターリーブ溶接電源）の等価回路図を示す。溶接電源は溶接電流 i_o および溶接電圧 v_o が溶接プロセス毎に設定された溶接電流・溶接電圧の目標値となるように溶接制御器によって電流目標値 I_{ref} を計算し、電流制御器にて電流制御を行う。溶接電流 i_o はホール素子によって検出してAD変換後に溶接制御器および電流制御器にて制御に用いられる。

本試験では従来型溶接電源とユニポーラ型インターリーブ溶接電源のいずれも正電流（電極プラス）出力の溶接電源とする。インターリーブ溶接電源は高周波トランスを利用した従来型溶接電源の出力に接続することにより電源系統との絶縁を確保する。表4-1に、それぞれの電源回路の主な仕様を示す。従来型溶接電源とユニポーラ型インターリーブ溶接電源の電流応答特性を比較するため、各電源の電流制御のPIゲインは回路パラメータに応じて第3章に示したベトラーク法により設定する。

次に制御ゲインの設定に必要な実験装置の回路パラメータについて述べる。表4-2に試験に使用する電源装置のパラメータを示す。 L_a は電源内部インダクタのインダクタンス値、 R_a は電源内部の直流抵抗値である。抵抗器負荷試験の負荷インダクタンス L_o はケーブルのインダクタンスと抵抗器（巻線型）のインダクタンスの和、 R_o はケーブルの抵抗値、 R_L は負荷抵抗器の直流抵抗値である。またアーク溶接負荷試験のインダクタンス L_o はケーブルのインダクタンスのみであり、 R_a はケーブルやトーチ等の直流抵抗値である。アーク負荷試験の抵抗値 R_L は炭酸ガスアーク溶接における溶接電圧 v_o と溶接電流 i_o

の関係から簡易的に求めた抵抗値である $100\text{m}\Omega$ に設定した。また抵抗器負荷試験の抵抗値はアーク抵抗値に近い $110\text{ m}\Omega$ とした。

溶接電源と負荷の間のケーブルは往路・復路ケーブルを近接して設置し、表 4-2 のインダクタンス値 L_o は、電源端子側から LCR メータで計測した値を記載した。

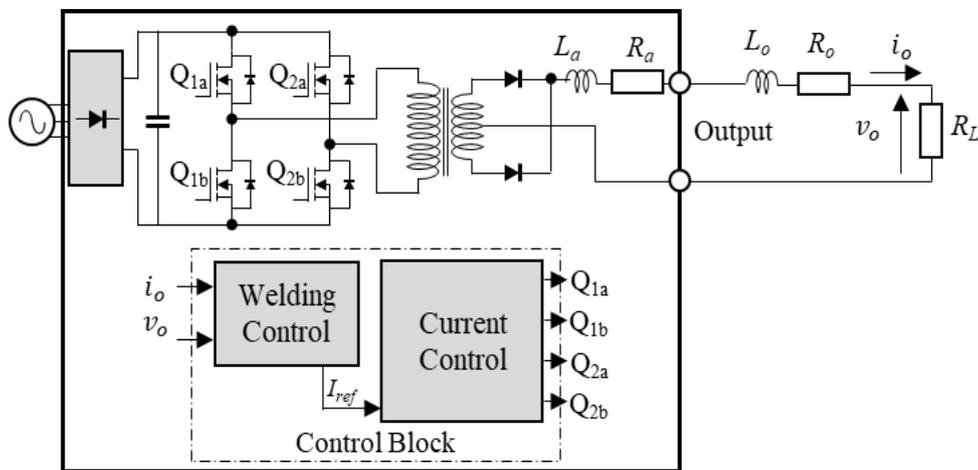


図 4-1 従来型溶接電源

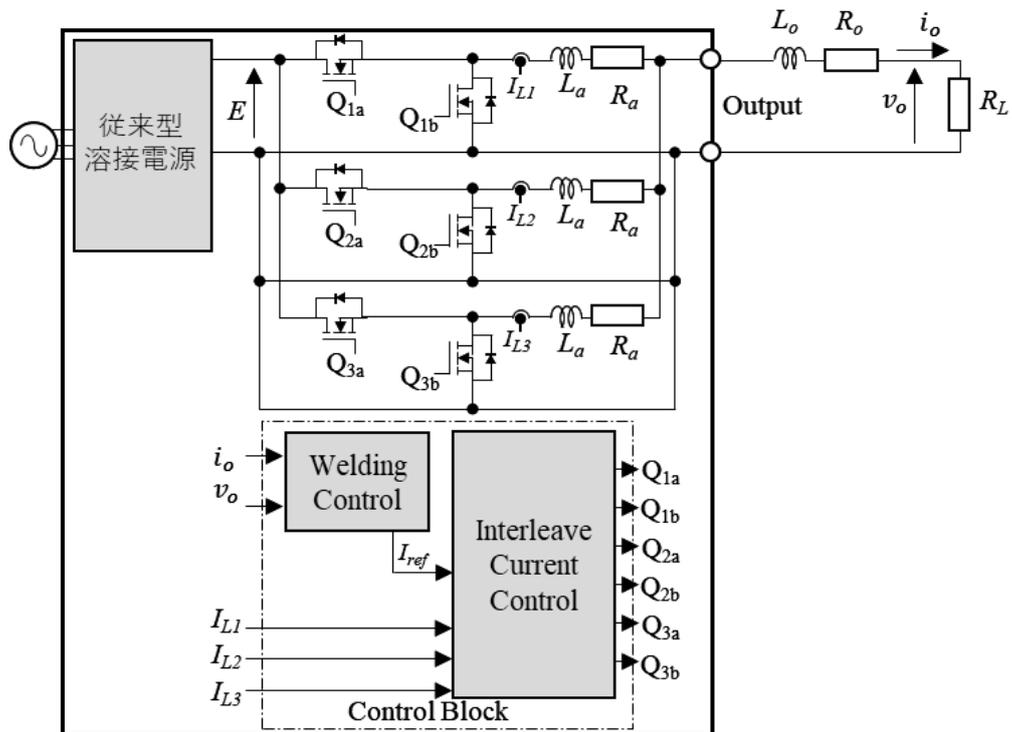


図 4-2 ユニポーラ（電極プラス）型 3 相インターリーブ降圧回路を適用した溶接電源

表 4-1 溶接電源の主な仕様

Circuit type	Power circuit spec.		Control circuit spec.
	Rated output current	Maximum output current	Sampling frequency
Conventional	500A	700A	100kHz
Unipolar Interleave	300A	600A	300kHz

表 4-2 回路パラメータ

Circuit type	Load type	Power supply		Load		
		Inductance L_a @100kHz	DC resistance R_a	Inductance L_o @100kHz	DC resistance R_o	DC resistance R_L
Conventional	Resistor load	10uH	0.9mΩ	13uH	27mΩ	110mΩ
	Welding load(arc)			18uH	5.4mΩ	100mΩ
Unipolar Interleave	Resistor load	12uH	2.7mΩ	8uH	25mΩ	110mΩ
	Welding load(arc)			8uH	2.8mΩ	100mΩ

4.2.2 試験対象溶接電源の制御パラメータ

本章の制御器には第3章と同様にベトラーク法によりゲイン設定されたPI制御を採用する。PIコントローラの伝達関数は(3-2)式に示した通りである。

インターリーブ回路の等価出力インダクタンス L_e は3並列された電源内部インダクタ L_a と負荷インダクタ L_o の和であるため、制御器から見て等価的に $L_e = L_a/3 + L_o$ となる。

本試験では従来電源の制御周波数を100kHz、3相インターリーブ型電源の制御周波数を300kHzと設定し、各電源の制御応答を比較する。表4-3に各電源の抵抗器負荷試験およびアーク溶接試験のPI制御器パラメータ δ 、 L_e 、 R_e 、 T_p 、 K_p を示す。

表 4-3 溶接電源のPI制御器パラメータ

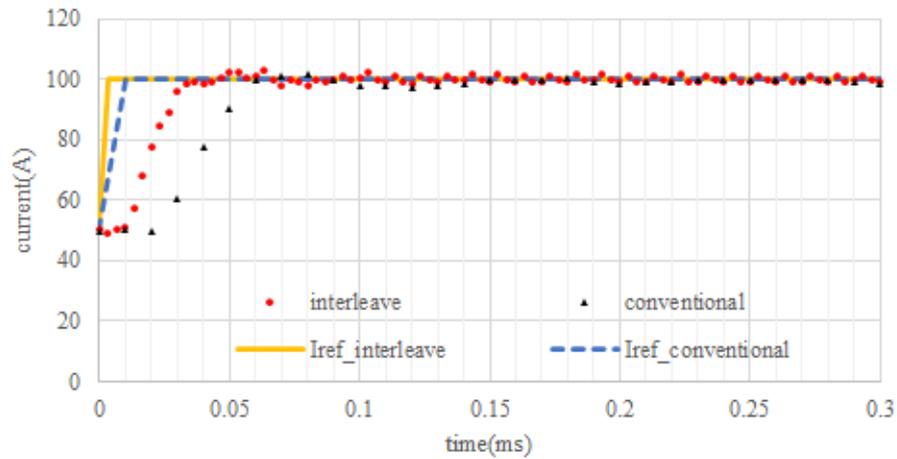
Circuit type	Load type	δ	L_e	R_e	PI Controller gain	
					T_p	K_p
Conventional	Resistor	15	23 μ H	137.9m Ω	167 μ s	0.77
	Weld(arc)	μ s	28 μ H	106.3m Ω	263 μ s	0.93
Unipolar Interleave	Resistor	8.33	12 μ H	135.9m Ω	88 μ s	0.72
	Weld(arc)	μ s	12 μ H	103.7m Ω	116 μ s	0.72

4.2.3 抵抗器負荷におけるインターリーブ電源の電流応答性能評価

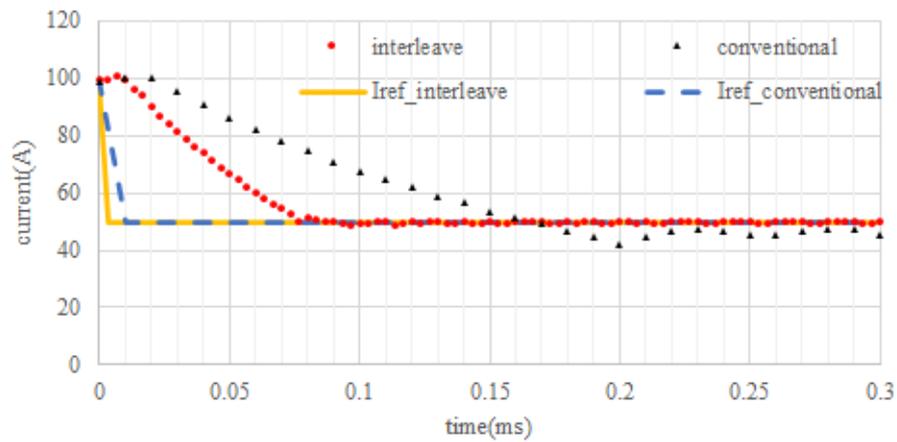
本節では従来溶接電源（図 4-1）とユニポーラ型インターリーブ降圧回路溶接電源（図 4-2）の電流目標値応答について、抵抗器負荷を用いた実験により評価する。

図 4-3 に負荷電流目標値 I_{ref} を 50A から 100A に変化させた場合の電流 i_o のステップアップ応答と、100A から 50A へ変化させたステップダウン応答の測定結果を示す。また、表 4-4 に各応答の遅延時間 T_d と立ち上がり時間 T_r 、立ち下がり時間 T_f の測定結果を示す。電流値は制御器で取得したフィードバック値を用い、時刻 0 の次のサンプリングで負荷電流目標値 I_{ref} が変化するよう時刻を合わせている。電流目標値応答を比較した結果、インターリーブ型溶接電源のステップアップ時の遅延時間 T_d および立ち上がり時間 T_r は、従来溶接電源の約半分となっている。インターリーブ型溶接電源の遅延時間 T_d が従来電源の約半分となるのは、インターリーブ化によってむだ時間 δ が $15\mu\text{s}$ から $8.33\mu\text{s}$ と短縮する影響である。また立ち上がり時間 T_r が約半分となるのは、インターリーブ化により電源内部インダクタ L_a が並列となり、等価インダクタンス L_e が $23\mu\text{H}$ から $12\mu\text{H}$ と低減した影響である。

次に、ステップダウン時の遅延時間 T_d および立ち下がり時間 T_f も同様に、インターリーブ型溶接電源は従来溶接電源の約半分となっている。これらの差異もステップアップ時と同様の原因によるものである。ステップダウン時には電源の出力電圧がゼロとなり、出力電流はインダクタンス L_e と抵抗値 R_e による直列回路の時定数に従って減衰する。表 4-3 に示す L_e と R_e から、従来電源回路の時定数は 0.16ms 、インターリーブ型溶接電源の時定数は 0.09ms となり、図 4-3(b) の電流立ち下り時間に近いことが確認された。



(a) 立上り応答



(b) 立下り応答

図 4-3 抵抗負荷における電流目標応答

表 4-4 抵抗負荷における応答時間

Circuit type	Step up		Step down	
	T_d	T_r	T_d	T_f
Conventional	0.03ms	0.03ms	0.07ms	0.115ms
Interleave	0.017ms	0.017ms	0.034ms	0.056ms

4.2.4 アーク溶接反発移行におけるインターリーブ電源の電流応答性能評価

次に、従来の溶接電源とユニポーラ型インターリーブ溶接電源を用いてアーク溶接を行い、電流目標値への応答を比較評価する。アーク溶接の条件は、一般的な鉄骨溶接に用いられる溶接ワイヤ（YGW11）およびシールドガスを使用する。溶接電流と溶接電圧は反発移行となる平均電流 300A、平均電圧 33V を目指し、これに相当するワイヤ送給速度 12m/min で平板上にアーク溶接を実施する。表 4-5 にユニポーラ型インターリーブ溶接電源の評価に利用する溶接条件の一覧を記す。

ここで評価する電流応答性は 2.4 節の（仮説 A）（仮説 B）に対応した「溶滴離脱直前の電流急減」と、「くびれ初期の電流増加」の 2 種類であり、アーク溶接の反発移行時に溶接電流目標値 I_{ref} を 380A から 500A へ変化させた場合の溶接電流 i_o のステップアップ応答と、 I_{ref} を 500A から 120A へ変化させたステップダウン応答を評価する。溶接電流目標値 I_{ref} の変化のタイミングはくびれ進展（図 2-10）に基づいて判断し、溶滴のくびれ初期段階（DSDL=1）判断にて I_{ref} を 380A から 500A へ変化、離脱直前（DSDL=2）判断にて I_{ref} を 500A から 120A へ変化させている。

図 4-4 にアーク溶接の反発移行時の溶接電流 i_o のステップアップ応答と、ステップダウン応答の測定結果の一例を示す。本図は溶接制御器でサンプリングした溶接電流 i_o を表示し、時刻 0 の次のサンプリングで負荷電流目標値 I_{ref} が変化するように時刻を合わせている。このようにインターリーブ電源の立ち上がり時間は従来電源に比べて半減し、電流立ち下りも従来電源に比べて大幅に高速化された。表 4-6 にこの試験例における電流減衰特性を示す。従来電源の電流減衰率は $-1.2\text{A}/\mu\text{s}$ であるのに対し、インターリーブ型溶接電源の電流減衰率は $-6.6\text{A}/\mu\text{s}$ となり、従来電源よりも 5.5 倍大きな減衰率を示した。従来電源とインターリーブ電源の電流減衰率の差が抵抗器試験に比べて拡大しているのは、溶滴のくびれによって一時的に抵抗値が増加して電流減衰の時定数が小さくなることが原因と考えられる。図 4-5 に反発移行時のアーク負荷部分の抵抗値 R_o の時間変化を示す。また図 4-6 に反発移行時の抵抗値 R_o 変化に伴う LR 直列回路の時定数の時間変化を示す。従来電源は時刻 0ms の時点で離脱しており、時刻 0ms 移行はアーク電圧変化に相当する抵抗値変化が現れている。インターリーブ電源は時刻 0ms から溶滴離脱する 0.08ms にか

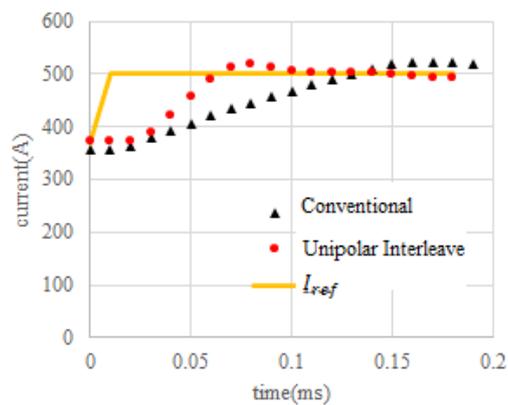
第4章

溶接電源の大電流応答評価

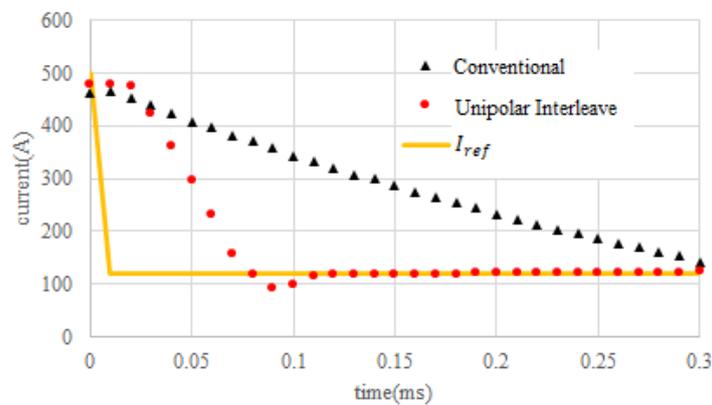
て急激にくびれが進展して抵抗値が増加するため、電流の減衰が大きくなると考えられる。

表 4-5 アーク溶接試験条件

Item	Value
Welding wire	JIS Z3312 YGW11 1.2mm
Contact to work distance	25mm
Shielding gas	CO ₂ 100%
Wire feeding speed	12m/min
Weld voltage	33V



(a) 立上り応答



(b) 立下り応答

図 4-4 反発移行における電流目標値応答

表 4-6 電流減衰特性の比較

Circuit type	Current decay rate
Conventional	-1.2A/ μ s
Unipolar Interleave	-6.6A/ μ s

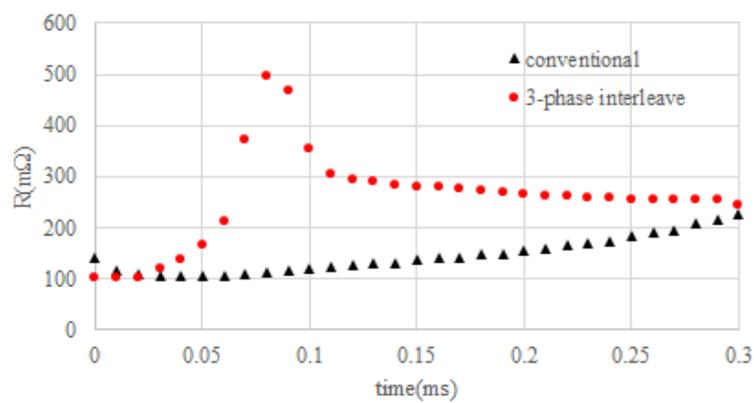


図 4-5 反発移行時の抵抗値変化

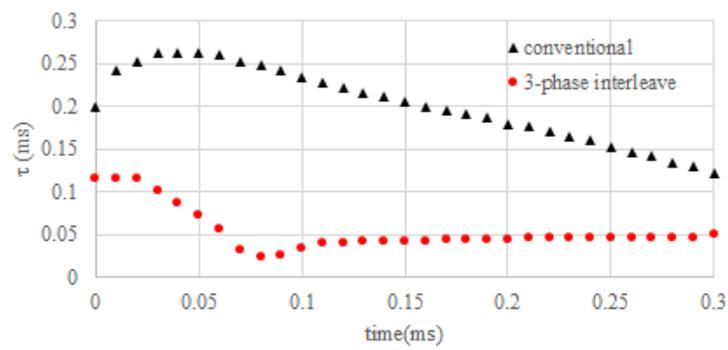


図 4-6 反発移行時の時定数変化

4.3 バイポーラ型インターリーブ溶接電源の評価

4.3.1 バイポーラ型インターリーブ溶接電源の回路構成

本節ではバイポーラ型の3相インターリーブ降圧回路を溶接電源に適用したときの溶接電流の目標値応答性能を比較評価する。評価試験では、実際の炭酸ガスアーク溶接の反発移行と短絡移行における電流応答性を評価する。

図4-7にバイポーラ型インターリーブ降圧回路を用いた溶接電源（以降、バイポーラ型インターリーブ溶接電源と記す）の回路構成を示す。4.2節のユニポーラ型インターリーブ溶接電源の場合と同様に、バイポーラ型インターリーブ溶接電源の入力側に絶縁および定電圧出力機能を有する従来型溶接電源を使用し、バイポーラ型インターリーブ電源の入力電圧 $E=60V$ に設定した。ユニポーラ型はインターリーブ回路 Block1, Block2 のうちいずれか1つを使用するのに対して、バイポーラ型はインターリーブ回路 Block1, Block2 の両方を使用する。回路 Block1 の Output1 出力電流 i_o は溶接トーチのチップから溶接ワイヤに供給され、母材を經由して回路 Block2 の Output2 へと還流する。溶接電源制御器ではフィードバックされた出力電流 i_o および出力電圧 v_o に基づいて目標溶接電流 I_{ref} を計算し、インターリーブ降圧回路電流制御部へ与える。電流制御部は出力インダクタ L_1, L_2, L_3 の合計電流 ($I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}$) を用いる一括電流制御方式によって制御周波数 300kHz で電流 PI 制御を実行し、インターリーブ降圧回路のゲート信号 $Q_{1a-b}, Q_{2a-b}, Q_{3a-b}$ が得られる。バイポーラ型インターリーブ降圧回路は Q_{1a}, Q_{2a}, Q_{3a} をオンした際は出力電圧 $v_o > 0$, Q_{1b}, Q_{2b}, Q_{3b} をオンした際には $v_o < 0$ となり、正負両極性電圧が出力可能である。本回路の出力インダクタ $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6$ はユニポーラ型インターリーブ降圧回路に対して $1/2$ 倍の値のインダクタを用いることで負荷時定数をユニポーラ型と同等に設定する。

表4-7に試験に使用する電源装置のパラメータを示す。 $L_1 \sim L_6$ は電源出力インダクタのインダクタンス値、 $R_1 \sim R_6$ は電源の内部直流抵抗値である。

溶接の短絡状態の抵抗値およびアーク状態の抵抗値は溶接の状態によって大きく変化するが、本節では短絡状態の抵抗値を $8m\Omega$ 、アーク状態の抵抗値を $100m\Omega$ と仮定して

制御パラメータを設定する。電流制御では、溶接電圧 v_o が所定の閾値を超えたときにアーク状態、閾値以下の場合には短絡状態と判断して電流制御のゲインを切り替える。表4-8にユニポーラ型およびバイポーラ型インターリーブ溶接電源のアーク状態と短絡状態それぞれのPI制御器パラメータを示す。

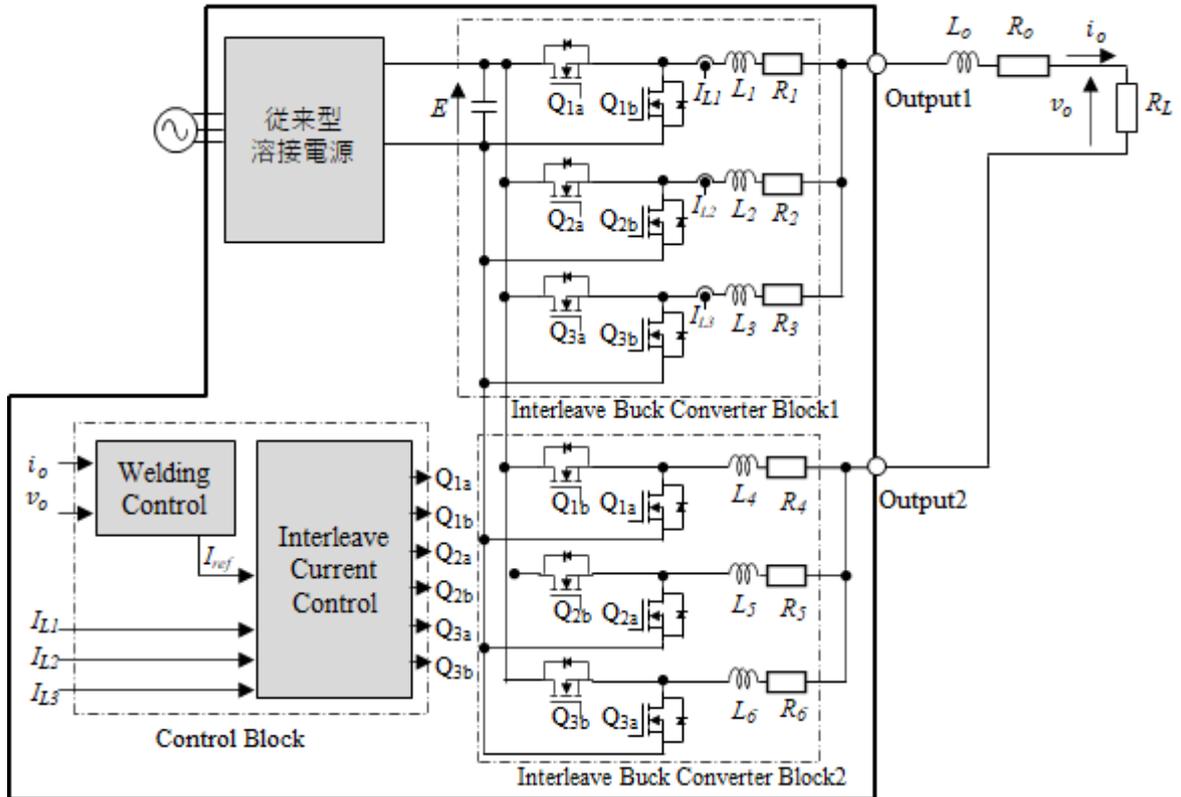


図4-7 バイポーラ型インターリーブ降圧回路を適用した溶接電源

表4-7 比較試験における回路パラメータ

Circuit type	Load status	Power supply		Load		
		Inductance $L_1 \sim L_6$ @100kHz	DC resistance $R_1 \sim R_6$	Inductance L_o @100kHz	DC resistance R_o	DC resistance R_L
Unipolar Interleave	Arc	12uH	2.7mΩ	8uH	2.8mΩ	100mΩ
	Short					8mΩ
Bipolar Interleave	Arc	5uH	2.7mΩ	8uH	2.8mΩ	100mΩ
	Short					8mΩ

表 4-8 アーク状態と短絡状態の PI 制御器パラメータ

Circuit type	Load status	δ	L_e	R_e	PI Controller gain	
					T_p	K_p
Unipolar Interleave	Arc	8.33	12 μ H	103.7m Ω	116 μ s	0.72
	Short	μ s	12 μ H	11.7m Ω	1026 μ s	0.72
Bipolar Interleave	Arc	8.33	11.3 μ H	104.6m Ω	108 μ s	0.68
	Short	μ s	11.3 μ H	12.6m Ω	899 μ s	0.68

4.3.2 アーク溶接反発移行におけるバイポーラ型の電流応答性能評価

炭酸ガスアーク溶接の反発移行におけるバイポーラ型インターリーブ溶接電源とユニポーラ型インターリーブ溶接電源の電流立ち下り応答電流目標値応答を評価する。溶接試験条件は4.2.4節の表4-5と同一に設定し、平板上にアーク溶接を行った。本試験ではアーク溶接の反発移行にてくびれ進展(図2-10)に基づいて離脱直前(DSDL=2)と判断して目標電流 I_{ref} を380Aから120Aへのステップダウン指令を与え、その際の実出力電流をインターリーブ電流制御器にてサンプリング周波数300kHzで記録した。

図4-8にユニポーラ型およびバイポーラ型それぞれの反発移行時の溶接電流立ち下り応答波形を示す。本図は溶接制御器でサンプリングした溶接電流 i_o を表示し、時刻0の次のサンプリングで負荷電流目標値 I_{ref} が変化するよう時刻を合わせている。また表4-9にそれぞれの電流減衰率を示す。ユニポーラ型の電流減衰率が $-3.8A/\mu s$ であるのに対して、バイポーラ型では $-9.0A/\mu s$ となり、減衰速度はユニポーラ型に比べて約2.4倍速くなることが確認された。ユニポーラ型の電流立ち下りは4.2.4節と同様にLR直列回路の時定数で説明できる。図4-9に反発移行時の抵抗値変化の様子を示す。ユニポーラ型の電流立ち下り時の抵抗値は $100\sim 200m\Omega$ 、この時の時定数は $0.05ms\sim 0.1ms$ 程度であるため、図4-8の減衰時間は妥当と考えられる。一方で抵抗値が小さい場合にはバイポーラ型の電流立ち下り時に時定数の影響はなく、負荷回路への逆極性印加により電流減衰率 $\frac{di}{dt} = -\frac{2E}{L_e}$ となる。本試験では $E=60V$ に設定しているため、 $\frac{di}{dt} = -10.6A/\mu s$ となり、表4-9の電流減衰に近い値であることがわかる。

第4章

溶接電源の大電流応答評価

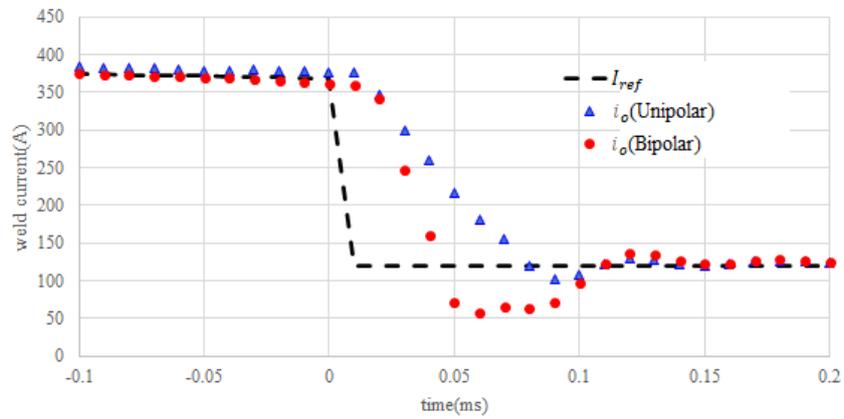


図 4-8 反発移行時のユニポーラ型とバイポーラ型の応答比較

表 4-9 反発移行時のユニポーラ型とバイポーラ型の電流立ち下り比較

Circuit type	Current decay rate
Unipolar Interleave	-3.8A/ μ s
Bipolar Interleave	-9.0A/ μ s

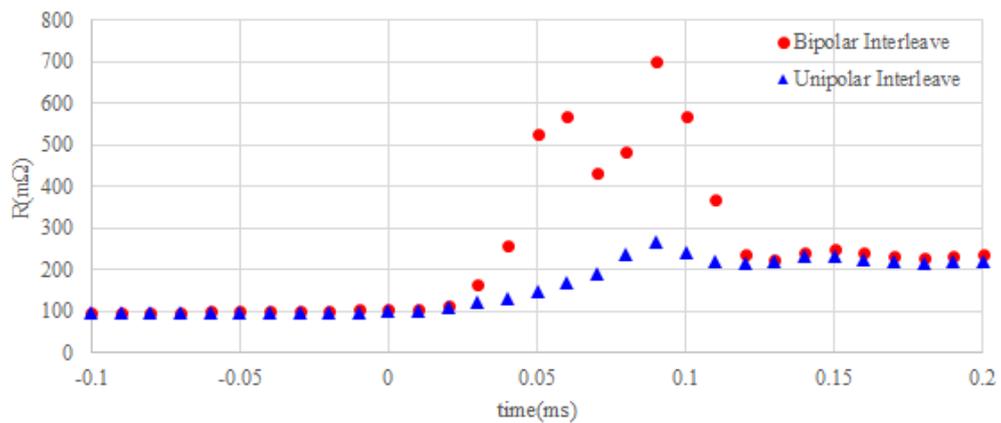


図 4-9 反発移行時の抵抗値変化

4.3.3 アーク溶接短絡移行におけるバイポーラ型の電流応答性能評価

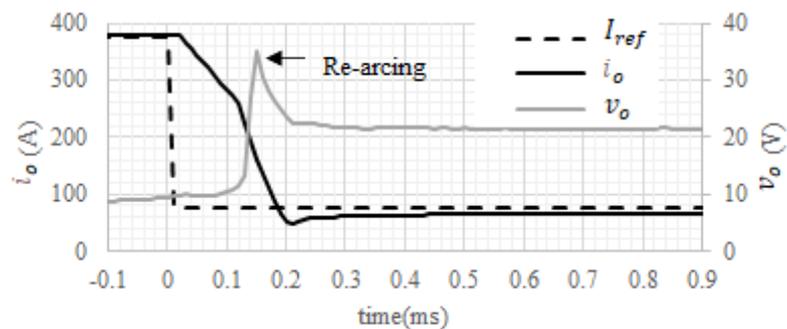
次にアーク溶接の短絡移行における電流立ち下り応答を評価する。短絡移行の電流制御は、溶接ワイヤと母材（溶融地）が短絡状態の間にパルス電流を与えてくびれを形成し、くびれ形成後に電流を減衰させアーク点弧に備えるものである。本試験ではシールドガスに Ar, 20%-CO₂ を使用し、溶接電流と溶接電圧は短絡移行となる平均電流 160A, 平均電圧 21V を狙い、この条件に相当するワイヤ送給速度 5.2m/min で平板上にアーク溶接を実施する。表 4-10 に短絡移行の応答性能評価に利用する溶接条件の一覧を記す。

なお本試験では短絡状態のくびれから橋絡部の破断過程を観測しやすくするため、ワイヤを引き戻すことが可能な溶接トーチを使用し、短絡が検出された後に所定の速度でワイヤを引き戻しつつパルス状の電流 380A を印加した。その際にくびれが検出されて橋絡破断直前と判断されると電流指令 I_{ref} を 70A まで低減させた。橋絡破断直前の判断基準は溶接電圧 v_o から溶接電流 i_o を除した抵抗値 R_o であり、実験データから $R_o > 25m\Omega$ となったときに橋絡破断直前と判断した。

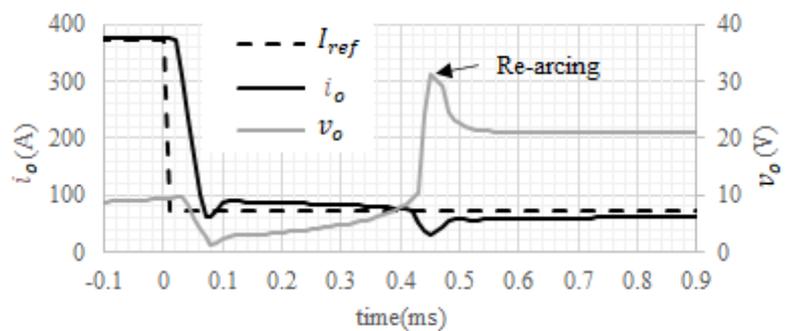
図 4-10 に短絡移行におけるユニポーラ型およびバイポーラ型の電流目標値 I_{ref} 、溶接電流 i_o および溶接電圧 v_o の波形例を示す。本図は溶接制御器でサンプリングした溶接電流 i_o と溶接電圧 v_o を表示する、また時刻 0 にて橋絡破断直前と判断し、次のサンプリングで負荷電流目標値 I_{ref} が変化するタイミングに時刻を合わせている。試験の結果、ユニポーラ型は短絡状態から再アーク点弧までの電流減衰が $-1.2A/\mu s$ 、再アーク点弧後の電流減衰が $-2.4A/\mu s$ となり、短絡状態・アーク状態の負荷抵抗値変化の影響を受けて電流減衰が変化する。一方でバイポーラ型では短絡状態の電流減衰が $-6.9A/\mu s$ となり、反発移行時の電流減衰 $-9.0A/\mu s$ (表 4-9) と大きく変わらないことが確認された。

表 4-10 短絡移行の溶接条件

Item	Value
Welding wire	JIS Z3312 YGW11 1.2mm
Contact to work distance	17mm
Shielding gas	Ar, 20%-CO ₂
Wire feeding speed	5.2m/min
Weld voltage	20V



(a)Unipolar Interleave



(b)Bipolar Interleave

図 4-10 短絡移行時の電流立ち下り応答比較

4.4 結論

高速な電流応答をもつ溶接電源として、従来の方式に比べて改良された正電流出力のユニポーラ型インターリーブ溶接電源と、正負の両方の電流出力が可能なバイポーラ型インターリーブ溶接電源を製作し、アーク溶接に適用した。

その結果、炭酸ガスアーク溶接の反発移行時のユニポーラ型インターリーブ溶接電源の電流立ち上がり応答は従来電源に対して約2倍速く、立ち下り応答も2倍以上速いことを確認した。立ち上り応答は、電源回路のむだ時間と回路インダクタンスの影響が大きく、立ち下り応答は回路インダクタンスと溶滴くびれ部の抵抗値による時定数の影響を大きく受けることが確認された。

次に、バイポーラ型インターリーブ溶接電源を試験し、炭酸ガスアーク溶接の反発移行時の電流立ち下り減衰がユニポーラ型に比べて2倍以上速くなることを示した。また溶接の短絡移行時の電流立ち下り減衰を評価し、バイポーラ型はユニポーラ型に対して負荷抵抗値の影響を受けにくく、特に短絡状態において早い立ち下り減衰が得られることを示した。

これらの結果から、本章で試作したユニポーラ型インターリーブ降圧回路適用溶接電源およびバイポーラ型インターリーブ降圧回路適用溶接電源を用いることで、第2章で提案したスパッタ低減のための新しい電流制御思想を検証できることを確認した。

第5章 溶滴移行時の電流応答高速化が及ぼす影響評価

5.1 緒論

本章では、アーク溶接において溶滴移行時に溶接電流を急速に変化させることが、溶滴移行にどのような影響を与えるかを評価する。対象とするアーク溶接のプロセスは、炭酸ガスアーク溶接の反発移行と、短絡移行の2つである。

最初に炭酸ガスアーク溶接の反発移行に焦点を当て、従来のインバータ制御溶接電源とユニポーラ型インターリーブ溶接電源を用いて、第2章で定義した仮説Aおよび仮説Bを検証するため、溶滴のくびれ状態に応じて溶接電流を急速に変化させた場合の溶滴移行への影響を評価する。さらに反発移行にバイポーラ型インターリーブ溶接電源を適用し、同様の電流変化を与えた場合の溶滴挙動への影響を示す。

次に短絡移行について、ユニポーラ型インターリーブ溶接電源と、電流立ち下りの速いバイポーラ型インターリーブ溶接電源を用い、溶滴くびれ状態に応じて溶接電流を急速に変化させたときの溶滴移行への影響を評価する。

5.2 アーク溶接反発移行時における電流応答高速化

の影響

本節では従来の溶接電源とインターリーブ型溶接電源を用いて、2章で提起した炭酸ガスアーク溶接の反発移行におけるスパッタ低減に関する新たな電流制御の下記仮説を検証する。

(仮説 A) 溶滴離脱の兆候を検知した後、急速に電流を低下させることで、離脱時のスパッタを低減させる。

(仮説 B) くびれが初期で電流増加させることでくびれの進展を促進し、くびれが伸びる前に離脱させることでスパッタを低減させる。なお電流増によるアーク反力増加を抑制するため、電流増加は瞬間に抑える。

最初に比較対象として、従来の溶接電源を用いて反発移行時の電流低減の影響を評価した。アーク溶接の実験条件は第4章に示した表4-5と同じとした。これは一般的な軟鋼溶接においてスパッタが多く発生する溶接条件である。図5-1に従来の電源を使用した場合の溶滴離脱時のアーク溶接電流目標値 I_{ref} 、溶接電流 i_o と溶接電圧 v_o 波形例を示す。また高速度カメラを使用して波形と同じタイミングで撮影した溶滴の動きを図5-2に示す。高速度カメラの撮影条件は表5-1のとおりである。図5-2における(i)~(iv)は図5-1の時刻(i)~(iv)に該当する。くびれ進展によって時刻(i)において第2章の図2-10に示したフローチャートに従い溶滴離脱直前と判断(DSDL=2)し、溶接目標電流を120Aに低減する。時刻(ii)にてくびれはさらに進展し、時刻(ii)から(iii)間の電圧ピークのタイミングで溶滴が離脱している。時刻(iv)では大きく湾曲したくびれが飛散したスパッタが観測されている。

次に仮説Aの検証のためユニポーラ型インターリーブ溶接電源を用いて上記と同様に離脱予兆検出して電流減衰させた溶接試験を行った。図5-3にアーク溶接電流目標値 I_{ref} 、溶接電流 i_o と溶接電圧 v_o 波形例を、図5-4にその時の溶滴の動きを示す。図中の時刻(i)~(iv)は従来電源の場合と同じとしている。従来電源は電流減衰の途中で溶滴離脱

第 5 章

溶滴移行時の電流応答高速化が及ぼす影響評価

しているのに対して、ユニポーラ型インターリーブ溶接電源を用いた仮説 A では電流目標値到達後に溶滴離脱していることがわかる。図 5-4 の時刻(iv)における再アーク点弧時のスパークは図 5-2 よりも弱いものの、溶滴のくびれが飛散したスパッタが観測されている。

次に仮説 B の検証のためにユニポーラ型インターリーブ溶接電源を用いて、くびれ初期検出(DSDL=1)によりアーク溶接電流目標値 I_{ref} を 500A まで上げ、溶滴離脱発生後に目標電流を下げる操作をした溶接試験を行った。図 5-5 にアーク溶接電流目標値 I_{ref} 、溶接電流 i_o と溶接電圧 v_o 波形例を、図 5-6 に溶滴の動きを示す。この試験ではくびれの湾曲は従来電源や仮説 A に比べて抑えられているものの、時刻(iii)における再アーク点弧時のスパークは図 5-2 および図 5-4 に比べて強いため、スパッタが激しく飛散することが観測された。

上記の従来電源、ユニポーラ型インターリーブ溶接電源を用いた仮説 A の電流波形および仮説 B の電流波形の 3 種類の電源・電流波形によるスパッタ発生量への影響について比較する。本論文ではスパッタ発生量を、高速度カメラで撮影された動画像から抽出したスパッタ面積で評価する。試験では各電源・電流波形について、それぞれ 20 秒間のアーク溶接を 5 回ずつ試行し、そのうち後半 10 秒間を高速度カメラで動画像を撮影した。スパッタ面積の抽出方法は、撮影した動画データのうち溶滴および溶融池以外の領域を対象として、溶滴離脱時点から 4ms の間に発生し、輝度が所定の値よりも大きく、かつ動画フレーム間で移動する pixel の塊を一つのスパッタと見なし、その pixel の塊の移動平均面積を一つのスパッタの面積として抽出した。ここでは最小ピクセルサイズに満たない直径 0.05mm 未満のスパッタは面積算出の対象外とした。さらに、それぞれの溶接試行について短絡を伴わない溶滴離脱を抽出し、その溶滴離脱 1 回あたりの平均スパッタ面積を求めた。図 5-7 に動画像から抽出したスパッタ計測例を示す。

図 5-8 から図 5-10 にそれぞれ従来電源、仮説 A に基づくインターリーブ溶接電源、仮説 B に基づくインターリーブ溶接電源の 3 種類の電源制御方法による実験結果を示す。図 5-8 は平均スパッタ面積、図 5-9 は溶滴離脱時の平均電流、図 5-10 はくびれ初期検出(DSDL=1)してから溶滴離脱するまでの時間を示す。

実験の結果、インターリーブ型溶接電源は従来電源に比べて平均スパッタ面積が29%減少することが確認された。離脱時の電流は従来電源よりもインターリーブ型溶接電源の方が42%低いことから、反発移行においても溶滴離脱の際には低電流とすることがスパッタ低減に有効であることが明らかとなった。しかし本試験ではくびれが弓なりに湾曲して伸び、離脱の際にスパッタとして飛散する現象が観察された。ここから仮説Aにおいてもさらにスパッタを低減するには、くびれ湾曲・伸びを抑制する必要があるとの示唆が得られた。

次に仮説Bについて、くびれ初期検出後に電流を増加させたところ、くびれ初期検出から離脱までの時間は34%短縮できることを確認した。また、くびれの湾曲部の伸びは仮説Aの試験よりも小さくなっており、くびれ伸び飛散によるスパッタは低減することが期待された。しかし仮説Bはくびれ判断による電流低減を行っていないために溶滴離脱時の電流が400Aを超えているため、結果として平均スパッタ面積は従来電源の2倍、仮説Aの2.8倍に増加した。

これらの結果から、反発移行の溶滴離脱時に生じるくびれのスパッタ化を防止するには、くびれが長く伸びる前に溶接電流を増加させて速やかに溶滴離脱に至らしめること、かつ溶滴離脱時には溶接電流を極力低減させることが必要と考えられる。

この考えの妥当性を確認するため、バイポーラ型インターリーブ溶接電源を用いて、くびれ初期検出による電流増加と、溶滴離脱直前と判断による電流急減を行った反発移行を観察した。図5-11および図5-12に観察結果の一例を示す。図5-11において時刻(i)においてくびれ初期状態を検出して、くびれ進展を促進させるためにアーク溶接電流目標値 I_{ref} を470Aに増加させる。その後、時刻(iv)にて離脱直前判断して電流を低減し、時刻(vi)にて溶滴が離脱している。この例では溶滴やくびれ部分がスパッタ化することなく溶滴離脱しており、溶滴と溶融池間の距離が所定の条件内であり、かつくびれの判断が適切であれば、このような溶滴移行を示すと考えられる。しかし、この試験においては全体的に溶滴の挙動が不安定であり、溶滴と溶融池の微短絡によりスパッタが飛散する現象が多く見られた。この試験から、スパッタの少ない反発移行を実現するには、電流制御の応答性に加えて、溶滴動きを規則的にするとともに、くびれ検出の精度を高める必要があると考えられる。

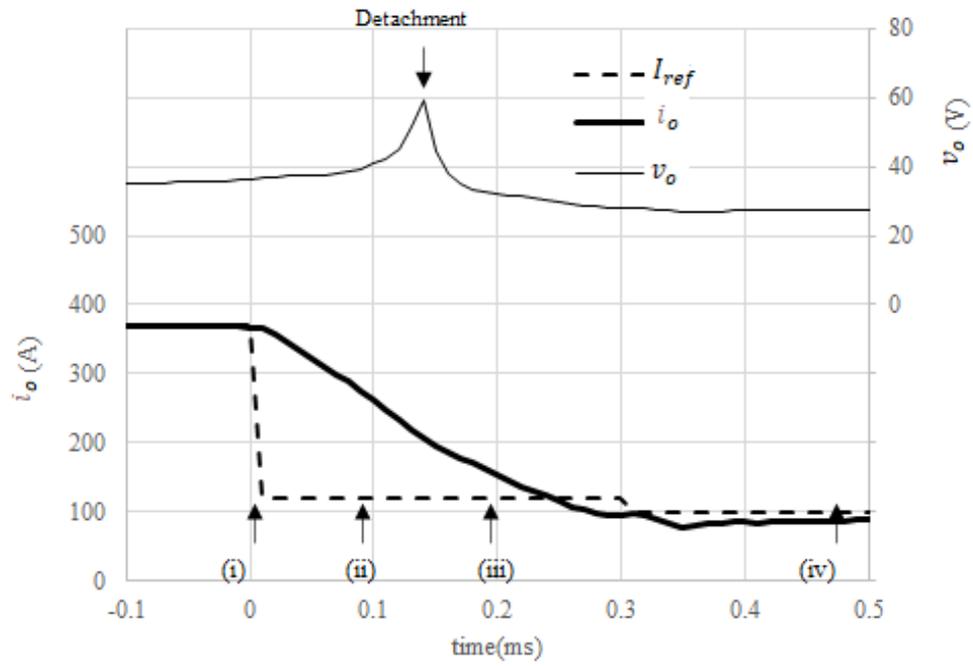


図 5-1 反発移行時の溶接電流電圧波形例（従来電源）

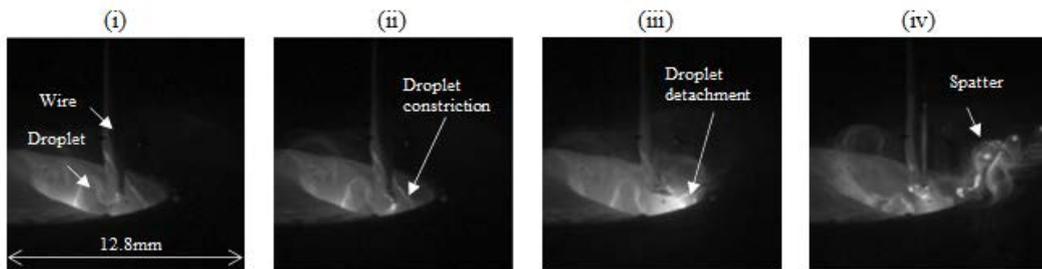


図 5-2 図 5-1 における溶滴挙動（従来電源）

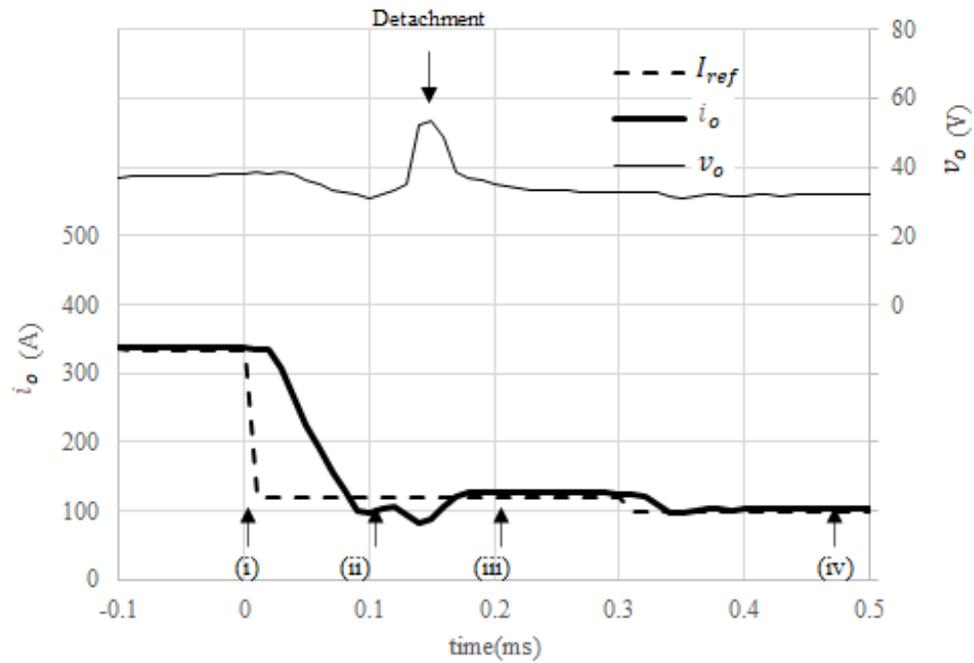


図 5-3 反発移行時の溶接電流電圧波形例（インターリーブ電源：仮説 A）

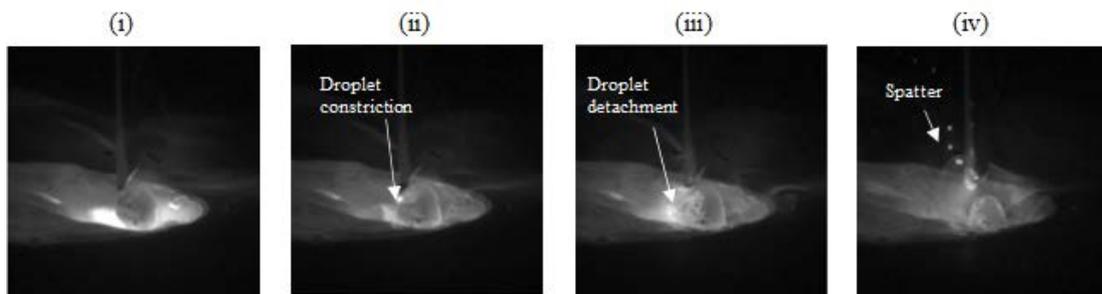


図 5-4 図 5-3 における溶滴挙動（インターリーブ電源：仮説 A）

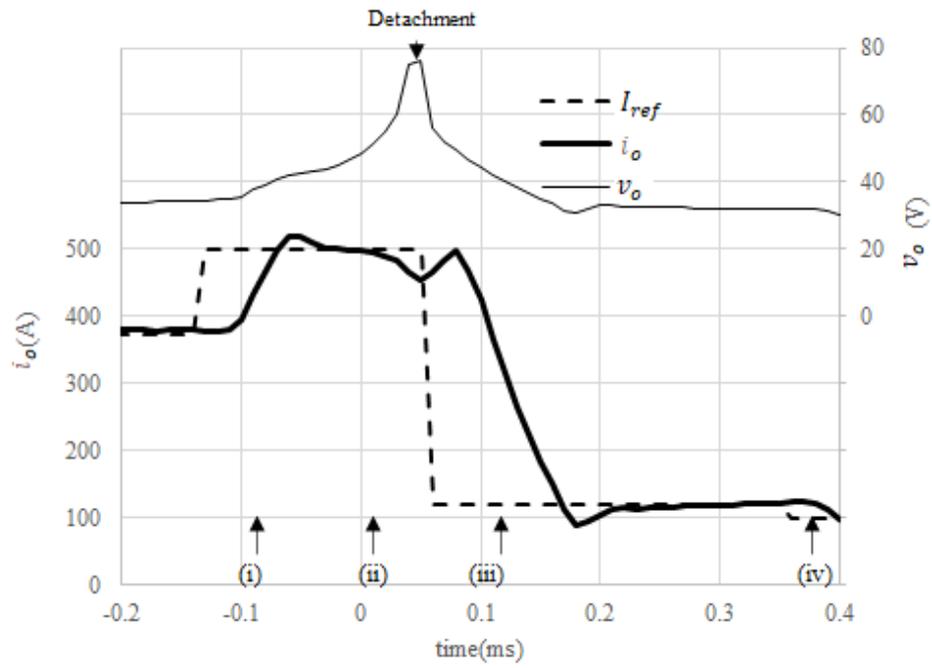


図 5-5 反発移行時の溶接電流電圧波形例（インターリーブ電源：仮説 B）

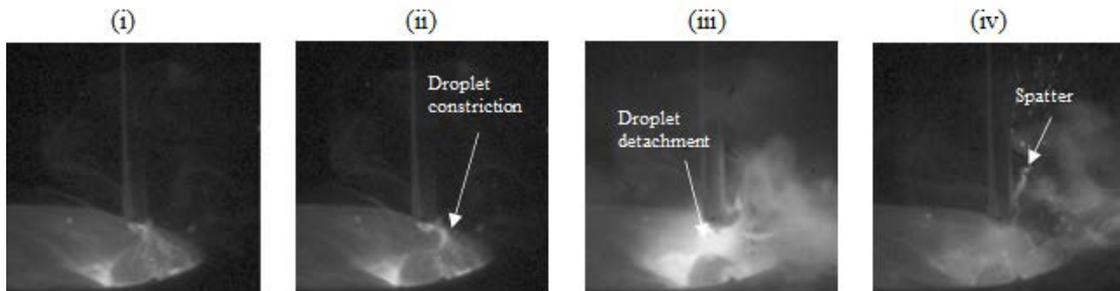


図 5-6 図 5-5 における溶滴挙動（インターリーブ電源：仮説 B）

表 5-1 スパッタ撮影条件

Item		Spec.
Camera model Number		Photron FASTCAM Mini AX200
Camera settings	Photography range	12.8 × 12.8mm
	Number of pixels	256 × 256pixel
	Frame rate	10,000fps
	Shutter speed	1/50,000s
Lens settings	Focal length	70-200mm
	Filter	990nm long pass filter
	Aperture	f / 22

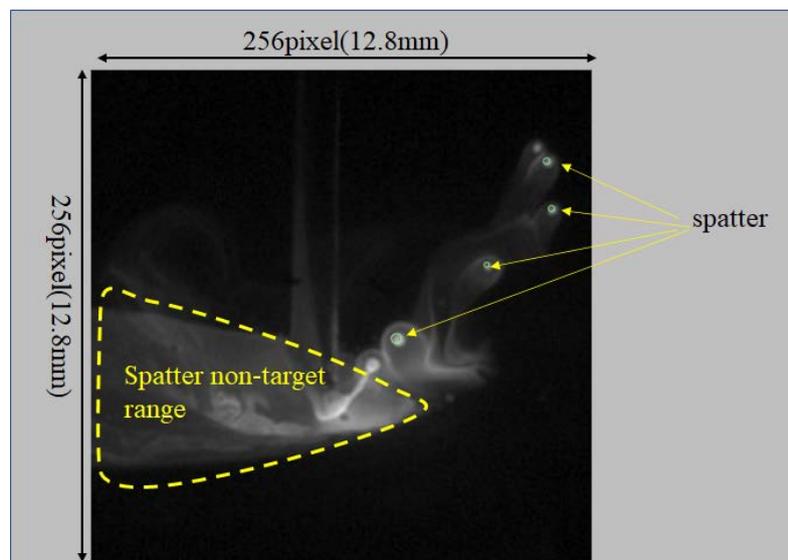


図 5-7 スパッタ計測例

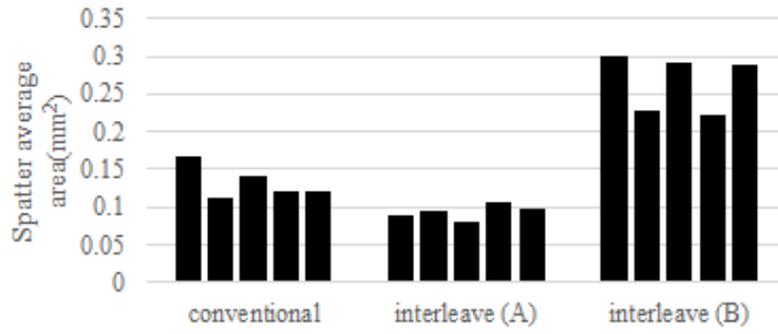


図 5-8 平均スパッタ面積比較

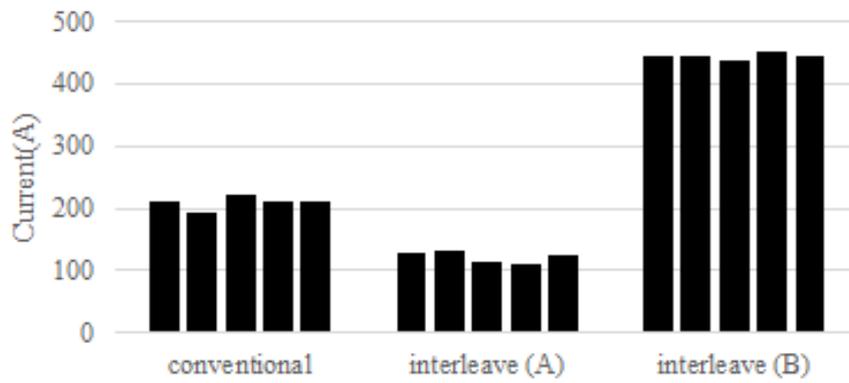


図 5-9 溶滴離脱時の平均電流比較

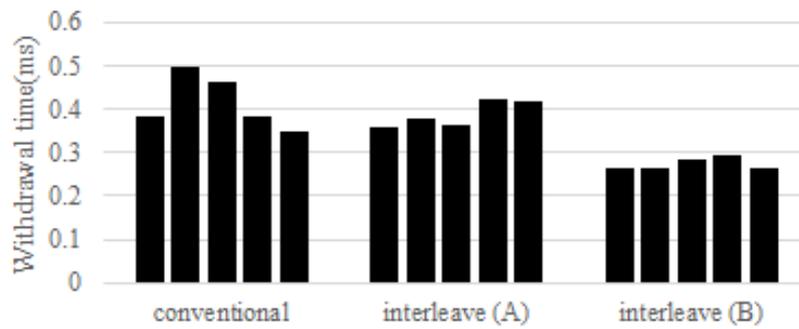


図 5-10 溶滴離脱時間比較

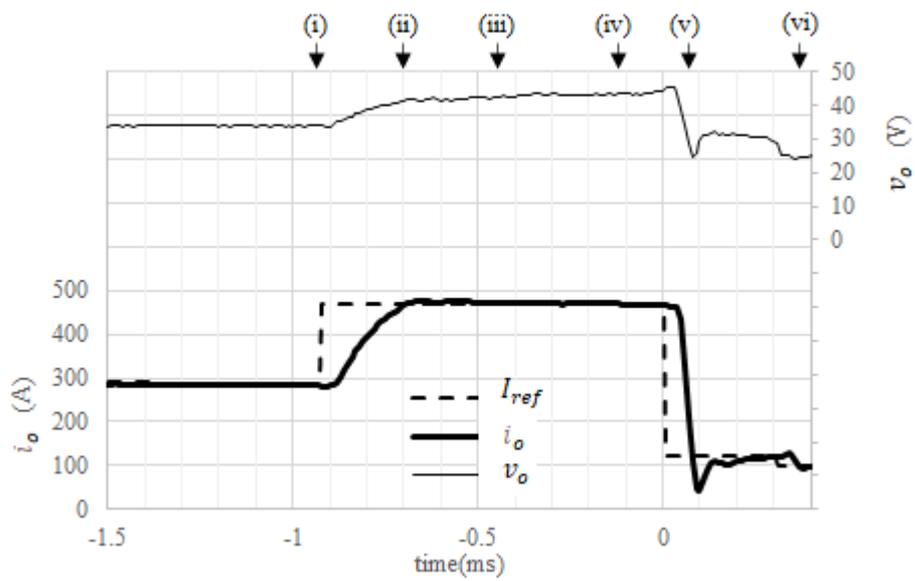


図 5-11 反発移行へのバイポーラ型電源適用時の波形例

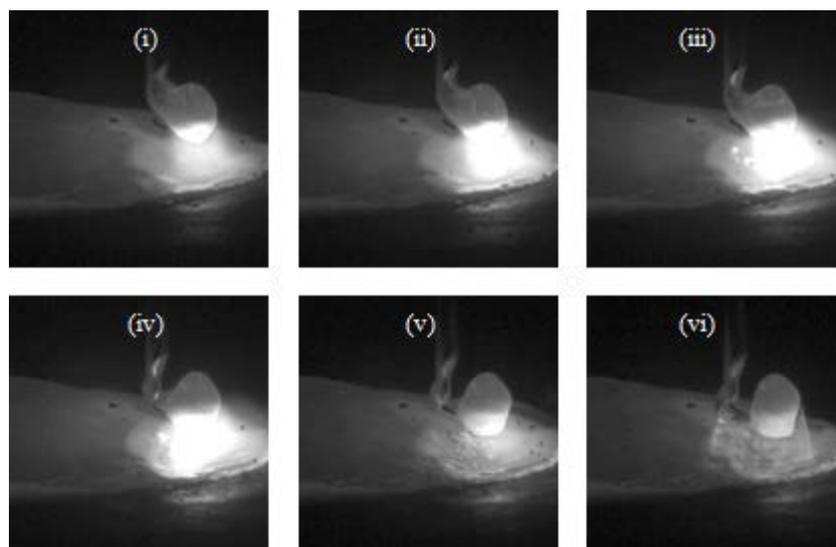


図 5-12 図 5-11 における溶滴挙動

5.3 アーク溶接短絡移行時における電流応答高速化

の影響

本節では、短絡移行時における溶滴くびれの挙動に電流波形が及ぼす影響について、ユニポーラ型インターリーブ溶接電源とバイポーラ型インターリーブ溶接電源を用いて評価する。

この溶接試験は4.3.3節に述べた電流応答性能評価と共通とし、溶接条件は表4-10と同じとした。図5-13にユニポーラ型インターリーブ溶接電源を使用した場合の短絡移行時の電流目標値 I_{ref} 、溶接電流 i_o および溶接電圧 v_o の波形例、図5-14に溶滴の動きを示す。図5-13の電流電圧波形は図4-10(a)と同一であり、時刻(i)~(iv)は図5-14の溶滴の動きに関連づけている。図5-13において、くびれ進展に伴い時刻0sに橋絡破断間近と判断して、溶接目標電流を74Aに低減させる。しかしユニポーラ型の電流減衰は回路インダクタンス値と抵抗値の影響を強く受け、低抵抗となる短絡状態では電流減衰率が小さい。そのため、時刻0.15msの電流200A~250Aの状態にて橋絡破断し、再アーク点弧時のスパークによって図5-14の時刻(iv)に示すようにスパッタが飛散する。

次に図5-15にバイポーラ型インターリーブ溶接電源を使用した場合の短絡移行時の波形例、図5-16に溶滴の動きを同様に示す。図5-15の電流電圧波形は図4-10(b)と同一であり、時刻(i)~(iv)は図5-16の溶滴動きに関連付けている。こちらもユニポーラ型インターリーブ溶接電源と同様に時刻0sに橋絡破断間近と判断して、溶接目標電流を74Aに低減させる。バイポーラ型は速やかに電流減衰するため、電磁ピンチ力が弱まることで橋絡破断が遅れて破断時刻が0.45msに遅延する。また、図5-16に示すように橋絡破断後のスパッタは少ない。

これらユニポーラ型インターリーブ溶接電源とバイポーラ型インターリーブ溶接電源を用いた短絡移行におけるアーク再点弧後のスパッタ発生量を計測し比較した。スパッタ計測方法および抽出方法は5.2節と同様の手法であり、高速度カメラの撮影条件も同じとした。ここでは10秒間の溶接を3回行い、このうち後半5秒間を計測して短絡移行1回

あたりのスパッタ平均面積を計算した。図 5-17 にスパッタ発生と比較結果を示す。ユニポーラ型はスパッタ平均面積が 0.15 mm^2 程度であるのに対して、バイポーラ型は 0.07 mm^2 程度とおおよそ半減しており、電流減衰速度を高速化することによりスパッタ低減を確認した。

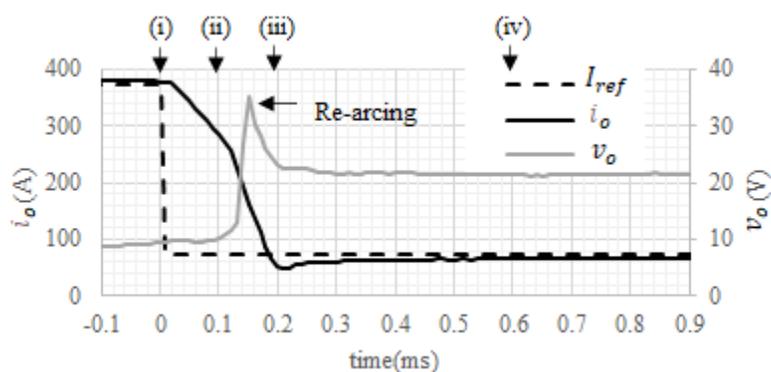


図 5-13 短絡移行時の溶接電流・電圧波形（ユニポーラ型インターリーブ）

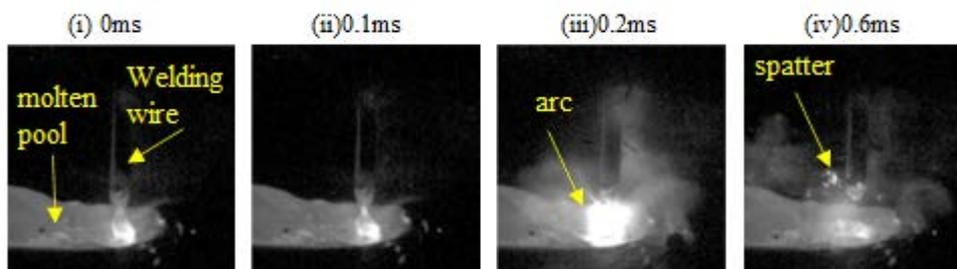


図 5-14 短絡移行時の溶滴挙動（ユニポーラ型インターリーブ）

第5章

溶滴移行時の電流応答高速化が及ぼす影響評価

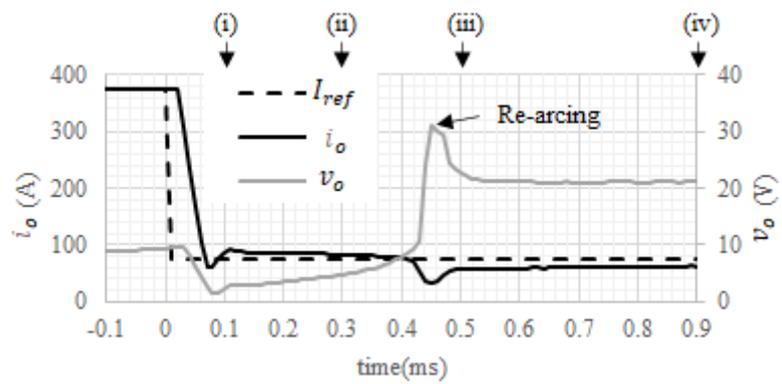


図 5-15 短絡移行時の溶接電流・電圧波形 (バイポーラ型インターリーブ)

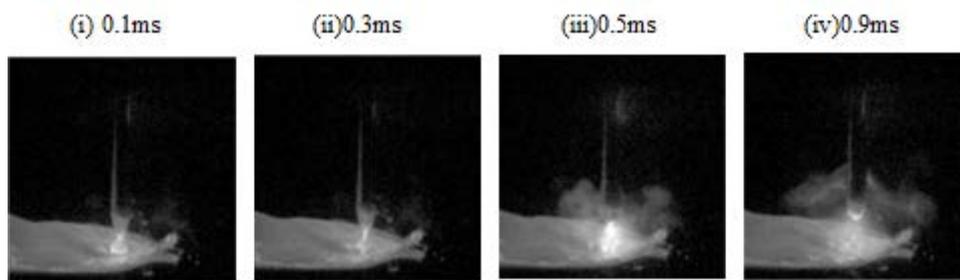


図 5-16 短絡移行時の溶滴挙動 (バイポーラ型インターリーブ)

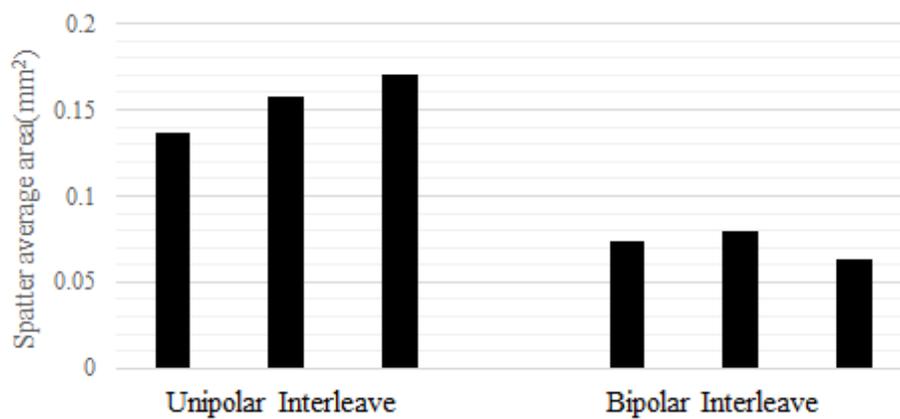


図 5-17 短絡移行におけるスパッタ比較

5.4 結論

炭酸ガスアーク溶接の反発移行において、従来の溶接電源と比較して、電流制御周波数を 3 倍に増加させたインターリーブ型溶接電源を使用し、高速電流制御による溶滴挙動およびスパッタ発生量を評価した。その結果、溶滴の離脱予兆を検出して溶接電流を急速に低下させることでスパッタ発生量が低減することが確認された。また、溶滴くびれの初期段階で溶接電流を一時的に増加させることで離脱までの時間が 34%短縮することがわかった。これらの結果から、離脱予兆初期段階で溶接電流を一時的に増加させた後、離脱寸前に急速に電流を減衰させることで溶滴の伸びが抑えられ、くびれ飛散に伴うスパッタ発生量を低減できるが、安定的にスパッタの少ない反発移行を実現するには、溶滴動きを規則的にするとともに、くびれ検出の精度を高める必要があると考えられる。

また炭酸ガスアーク溶接の短絡移行において、バイポーラ型インターリーブ降圧回路を用いて電流減衰速度を高速化し、スパッタ低減効果を評価した。その結果、バイポーラ型インターリーブ降圧回路を使用して溶接電流をアーク再点弧前に低下させることでユニポーラ型インターリーブ降圧回路に比べてスパッタ発生量が半減することが確認された。

これらの結果から、溶滴移行において溶滴くびれの初期に溶接電流を増加し、離脱直前に溶接電流を急速に減少させることで、くびれ飛散によるスパッタを防止する可能性が示唆された。

第6章 結論

6.1 本研究の成果

本研究では、産業界で広く用いられている炭酸ガスアーク溶接において、自動化に必要なスパッタ低減を探求した。このために、数 $10\mu\text{s}$ 以下の時間スケールで起こるアーク溶接の物理現象の制御に焦点を当てた。特に、溶滴くびれの発生から溶滴の離脱に至るまでの過程で起きるくびれの進展に着目し、この現象を制御してスパッタ低減させる方法について検討した。従来の溶接電源ではこのような高速な現象を制御することが難しいことが明らかになり、新しい電源回路制御手法の必要性を示した。

本章では第1章から第5章までの結果をまとめ、本研究の結論とする。

第1章では、アーク溶接技術の概要と課題について説明し、これまでに溶接電源の発展によって多くの技術的な課題が解決されてきたことを述べた。特に、溶接コストの低減や溶接工の人手不足などへの対応として、高能率な溶接手法である炭酸ガスアーク溶接の自動化におけるスパッタ低減技術の開発が進んできた。しかし、現在でも炭酸ガスアーク溶接におけるスパッタが完全に解消されておらず、未だスパッタ低減が求められていることを示した。

第2章では、炭酸ガスアーク溶接における溶滴の挙動に焦点を当て、比較的大電流で生じる反発移行と比較的小電流溶接で生じる短絡移行の物理現象について述べ、これらの溶滴移行がスパッタの主な発生原因であることを説明した。さらにアーク溶接の物理現象を電気回路モデルとして示した。スパッタの低減のための新しい電流制御方法として、溶滴くびれの進展状況に応じて溶接電流を急速に増減させる制御方法を提案した。

第3章と第4章では、第2章で提案した新しい電流制御に必要な溶接電源回路としてインターリーブ溶接電源の回路構成や電流制御方法を具体的に説明し、大電流でありながら高速な電流応答を実現できる溶接電源を開発した。この溶接電源をアーク溶接に適用し、アーク状態や短絡状態において目標とする高速な電流応答が実現可能であることを示した。

第5章では第3章と第4章で検証した性能を持つ溶接電源を使用し、炭酸ガスアーク溶接の反発移行におけるくびれ制御に焦点を当て、高速な電流制御が溶滴挙動やスパッタ発生量に与える影響を評価した。その結果、溶滴の伸びを抑えるために離脱予兆初期段階で溶接電流を一時的に増加させ、離脱直前に急速に電流を減衰させることで、くびれ飛散に伴うスパッタ発生量を低減できる可能性が示された。一方で、スパッタの少ない反発移行を実現するには、電流制御の応答性に加えて、溶滴動きを規則的にするとともに、くびれ検出の精度を高める必要があることが示された。

また短絡移行において、バイポーラ型インターリーブ降圧回路を用いて電流減衰速度を高速化してアーク再点弧前に溶接電流指令を低下させることでスパッタ発生量が低減した。これにより本論文の電流制御回路の妥当性が確認された。

6.2 今後の課題

本研究にて使用した溶接電源は制御周波数 300kHz, スイッチング周波数 100kHz であり溶接現象の中で 20~40 μ s の動作時間の因子の制御まで可能となったものの, 従来電源に対して 2~3 倍の動作速度範囲に留まっている。

今後, μ s オーダーの動作時間の溶接因子を制御するには, 制御周波数およびスイッチング周波数をさらに高くする必要がある。

また制御手段のみならず, 溶滴挙動の検出方法にも課題がある。本研究ではホール素子で検出した溶接電流と, 溶接電圧の変化から溶滴くびれを検出したが, 正確に溶滴くびれを検出するには電流センサの時間遅れを極力排除しなければならない。さらに溶融池やアークなどの変化に伴う溶接電圧変動とくびれの変化を分離し, くびれ変化のみ抽出する仕組みも必要である。今後 μ s オーダーの溶接現象を制御するには, このように制御対象である物理現象を正確かつ時間遅れなく検出する手段を検討する必要がある。

また反発移行は炭酸ガスアークのアークプラズマ流の変化が大きく, 溶滴や溶融池の動きが不安定となりやすい。一方で溶滴・溶融池の動きは比較的動作時間が長い因子であり, ワイヤ送給制御などによる溶滴挙動の安定化が可能である。アーク溶接の極低スパッタに向けて, くびれ進展から離脱に至る動作時間の速い因子の制御に加えて, 溶滴挙動の安定化させるための制御の両方を実行する必要がある。

謝辞

本研究を進めるにあたり、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 伊東淳一教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。また、日頃から有益なご意見、ご助言を賜りました長岡技術科学大学 佐々木徹准教授、宮崎敏昌教授、横倉勇希准教授、日下佳祐特任講師、渡辺大貴助教に厚く御礼申し上げます。

電源回路のソフトウェア作成や画像データ処理について多大な協力をいただくとともに実験場の厳しい環境下における溶接実験などで苦楽を共にした張 若愚氏ならびに、実験装置の製作と立ち上げに大きく貢献いただいた三浦克樹氏に深く御礼申し上げます。

会社におけるプロジェクト開発業務が多忙を極める中で本研究を進めて参りましたが、本研究の実施について快く承諾いただき後押しをしていただいた神戸製鋼所技術開発本部の釘宮敏洋研究首席、機械研究所の出浦哲史所長ならびに山田岳史担当部長、および機械研究所・応用物理研究所研究員の方々にも心よりお礼申し上げます。

最後に、後期博士課程に進学後、最後まで支えてくれた妻や子供たちに心から感謝いたします。

参考文献

- (1)池田倫正,沖田泰明,小野守章,安田功一,寺崎俊夫:「通電中の加圧力および溶接電流制御を活用した抵抗スポット溶接技術の開発」,溶接学会論文集,Vol.28,No.1,pp.141-148,2010
- (2)藤井英俊:「(FSW)摩擦攪拌接合—鉄鋼材料を中心に—」,溶接学会誌,Vol.77, No.8, pp.19-32,2008
- (3)片山聖二:「レーザ溶接」,溶接学会誌,Vol.78,No.2,pp.40-54,2009
- (4)森本朋和:ガスシールドアーク溶接における気孔欠陥とその防止法,溶接学会誌, Vol.73, No.8,pp.27-32,2004
- (5)D.Galler,A.Kusko,J.Converti,"A Fast Response Transistor Current Regulator for Welding Research",IEEE 1981 Annual Meeting Industry Applications Society,pp.54-61,1981
- (6)坂部 昭,鹿島孝之,三田常夫,荒谷 雄:「インバータ制御アーク溶接機」,溶接学会誌,Vol.55,No.7,pp.31-40,1986
- (7)山本英幸:「アーク溶接電源—溶接アーク現象の制御とその進歩」,溶接学会誌,Vol.66,No.8,pp.615-629,1997
- (8)山本英幸:「インバータ制御によるアーク溶接機の進歩と自動化への適応」,溶接学会誌,Vol.58,No.4,pp.56-63,1989
- (9)三田常夫:「アーク溶接技術の進展」,溶接学会誌,Vol.69,No.3,pp.190-196,2000
- (10)上山智之:「総説溶接電源」,溶接学会誌,Vol.77,No.2,pp.27-32,2008
- (11)恵良哲生:「アーク溶接機器の最新技術」,溶接学会誌,Vol.79,No.6,pp.20-23,2010
- (12)三田常夫:「アーク溶接技術発展の系統化調査」,国立科学博物館,2016
- (13)松縄 朗,山本英幸,平本誠剛:「パルスアーク溶接法」,溶接学会誌,Vol.53,No.6,pp.20-58,1984
- (14)JIS 規格 C9300-1-2020

-
- (15) 齊藤幸男,樋口右京:「小型可搬型溶接ロボットの開発」,JMU テクニカル・レビュー, No.8,2020
- (16) トッド・イー・クーケン:「アーク溶接機電源のためのチョップ出力ステージ」,特許第 5551104 号,2014
- (17) Classification of metal transfer on arc electric welding processes,IIWDoc.,XII-636-76,1976
- (18) J.F.Lancaster:「溶接アークの物理」
- (19) 平田好則:「溶接アークプロセスの物理IV溶滴移行現象」,溶接学会誌, Vol.63, No.8, pp.6-9,1994
- (20) 安藤弘平,長谷川光雄:「溶接アーク現象《増補版》」,産報,1962
- (21) 門田圭二,鈴木悠司,平田好則,片岡時彦,池田倫正,安田功一:「GMA 溶接の溶滴移行現象に及ぼすシールドガスとワイヤの影響」,溶接学会論文集,Vol.30,No.1,pp.100-106, 2012
- (22) 山本利雄:「炭酸ガス溶接における溶滴移行現象について」,生産と技術,vol.14,No8,pp.48-53,1962
- (23) 荒井敏夫,六条正治,山田忠昭,菅 哲男:「炭酸ガスアーク溶接におけるスパッタの発生」,溶接学会論文集,Vol.1,No.2,pp.177-182,1983
- (24) 片岡時彦,池田倫正,小野守章,安田功一:「極低スパッタ CO2 アーク溶接技術の開発」,溶接学会 2004 年秋季全国大会講演概要,2004
- (25) 片岡時彦,池田倫正,安田功一:「炭酸ガスアーク溶接のスパッタ発生現象に及ぼすワイヤ微量元素の影響」,溶接学会論文集,Vol.25,No.3,pp.410-415,2007
- (26) 山崎 圭,鈴木励一,清水弘之,輿石房樹:「グローブuler移行制御による炭酸ガスアーク溶接のスパッタおよびヒューム低減」,溶接学会全国大会講演,2010
- (27) 鈴木励一:「ガスシールドアーク溶接における溶滴および熔融池の制御プロセス」,溶接学会誌,Vol.79,No.6,pp.27-33,2010
- (28) 佐藤英市,山崎 圭:「炭酸ガスアーク溶接のグローブuler移行制御」,溶接学会誌, Vol.84, No.4,pp.19-23,2015

参考文献

- (29)丸山徳治,佐藤正晴,樋田幸雄:「ガスシールドアーク溶接における電源の出力制御方法」,溶接学会誌,Vol.57,No.7,pp.39-47,1988
- (30)恵良哲生,上園敏郎,上山智之:「軟鋼の薄板溶接に適した低スパッタ GMA 溶接法の開発」,溶接学会 2004 年秋季全国大会講演概要,2004
- (31)恵良哲生,上山智之:「電流波形制御による GMA 溶接のスパッタ低減」,溶接学会誌,Vol.75,No.7,pp.19-23,2006
- (32)恵良哲生,井手章博,上園敏郎,上山智之,平田好則:「Controlled Bridge Transfer (CBT 法) の適用による薄鋼板の溶接」,溶接学会論文集,Vol.27,No.3,pp.189-194,2009
- (33)上山智之,恵良哲生:「電流波形制御によるガスシールドアーク溶接プロセスの進化」,溶接学会誌,Vol.81,No.1,pp.5-15,2012
- (34)K.Furukawa, "New CMT arc welding process—welding of steel to aluminium dissimilar metals and welding of super thin aluminium sheets, Welding International, Vol.20, No.6, pp.440-445,2006
- (35)山本篤寛:「革新プロセス開発への道しるべガスシールドアーク溶接 (スパッタ低減技術)」,溶接学会誌,Vol.84,No.3,pp.28-33,2015
- (36)恵良哲生:「ワイヤプッシュプル送給と電流波形の同期制御による溶滴移行制御」,溶接学会誌,Vol.84,No.4,pp.14-18,2015
- (37)北村佳昭,山崎 圭,中司昇吾,小川亮,井上芳英,橋本裕志:短絡移行を前提としないワイヤ送給制御プロセス AXELARC の開発,神戸製鋼 R&D 技報,vol.72,No.1,pp.2-8,2023
- (38)丸尾大,平田好則:「パルス TIG 溶接におけるビード形成現象-パルスアーク溶接に関する研究(第 4 報)」,溶接学会論文集,Vol.3,No.2,pp.17-24,1985
- (39)丸尾 大,平田好則,草野敏邦,岡野郁:「パルス TIG 溶接における溶融池振動の計測-パルスアーク溶接に関する研究(第 5 報)」,溶接学会論文集,Vol.3,No.3,pp.21-27,1985
- (40)田中 学:「アークプラズマ現象の基礎」,溶接学会誌,Vol.73,No.2,pp.113-118,2004
- (41)田中 学,田代真一:「アーク溶接の電極および溶融池現象」,J. Plasma Fusion Res, Vol.88, No.7,pp.383-388,2012
- (42)靱井 平,岩尾徹,湯本雅恵:「パルスアークにおける陽極への熱流束に及ぼす電流立ち上がり遷移時間の寄与」,電気学会論文誌 B,Vol.133,No.5,pp.409-416,2012

-
- (43)田中 学,田代真一:「溶接アークの熱的ピンチ効果に関する一考察」,溶接学会論文集, Vol.25,No.2,pp.336-342,2007
- (44)荻野陽輔:「GMA 溶接におけるアークプラズマと溶滴移行現象の数値シミュレーション」,スマートプロセス学会誌,Vol.11,No.3,pp.80-86,2022
- (45)W.J.Greene,“An analysis of transfer in gas-shielded welding arc”,Transactions of AIEE Part2,7,pp.194-203,1960
- (46)J.C.Amson,“Lorentz force in the molten tip of an arc electrode”,British Journal of Applied Physics,16,pp.1169-1179,1965
- (47)J.H.Waszink,L.H.J.Graat,“Experimental investigation of forces acting on a drop of weld metal”, Welding Journal,62,pp.108-116,1983
- (48)C.J.Allum, "Metal transfer in arc welding as a varicose instability: I. Varicose instabilities in a current-carrying liquid cylinder with surface tension", Journal of Physics D: Applied Physics,Vol.18,pp.1431-1446,1985
- (49)C.J.Allum, "Metal transfer in arc welding as a varicose instability: II. Development of model for arc welding", Journal of Physics D: Applied Physics,Vol.18,pp.1447-1468, 1985
- (50)G.WANG,P.G.HUANG,Y.M.ZHANG,"Numerical Analysis of Metal Transfer in Gas Metal Arc Welding under Modified Pulsed Current Conditions", METALLURGICAL AND MATERIALS TRANSACTIONS B,Vol.35B,pp.857-866,2004
- (51)門田圭二,平田好則:「溶滴移行現象の数値解析」,溶接学会論文集,Vol.30,No.1,pp.1-8,2012
- (52)M.Hertel,A.Spille-Kohoff,U.Fuessel and M.Schnick, “Numerical simulation of droplet detachment in pulsed gas-metal arc welding including the influence of metal vapour”, Journal of Physics D:Applied Physics,46,224003,2013
- (53)M.Boselli,V.Colombo,E.Ghedini,M.Gherardi and P.Sanibondi,“Two-dimensional time-dependent modelling of fume formation in a pulsed gas metal arc welding process”, Journal of Physics D:Applied Physics,46,224006,2013

参考文献

- (54)辻村吉寛,金丸周平,田中 学:「アークプラズマを考慮した GMA 溶接プロセスの動特性数値シミュレーション」,溶接学会論文集,Vol.30,No.1,pp.60-67,2012
- (55)辻村吉寛,田中 学:「ミグ溶接の溶滴移行現象を伴うアークプラズマの挙動解析」,溶接学会論文集,Vol.30,No.4,pp.288-297,2012
- (56)荻野陽輔,平田好則,木花翔吾,新田夏規:「3次元溶滴移行モデルによる自由移行現象解析」,溶接学会論文集,Vol.36,No.1,pp.94-103,2018
- (57)荻野陽輔:「ガスメタルアーク溶接におけるアークプラズマおよび溶滴移行現象」,溶接学会誌,Vol.92,No.4,pp.36-45,2023
- (58)丸尾 大,平田好則,後藤直幸:「橋絡液柱の破断に要する電流値と通電時間(第2報)」,溶接学会論文集,Vol.7,No.4,pp.57-62,1989
- (59)丸尾 大,平田好則,後藤直幸:「懸垂液滴の橋絡移行現象と電磁ピンチカの効果(第3報)」,溶接学会論文集,Vol.10,No.2,pp.43-50,1992
- (60)平田好則,長村隆文,恩田雅彦,安藤直子,黄地尚義:「短絡移行プロセスのモデル化」,溶接学会論文集,Vol.22,No.2,pp.224-232,2004
- (61)牛尾誠夫,毛 文傑:「直流オープンアーク MIG MAG 溶接におけるアークセンサの数学モデル化」,溶接学会論文集,Vol.14,No.1,pp.99-107,1996
- (62)児玉真二,一山靖友,生野康之,馬場則光:「短絡アーク溶接プロセスのモデリングとアークセンサ制御技術への応用」,新日鉄技報,No.385,2006
- (63)O.García,P.Zumel,A.Castro,and J.A.Cobos,"Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages", IEEE Transactions on Power Electronics,Vol.21,No.3,pp.578-586,2006
- (64)W.Huang, "A new control for multi-phase buck converter with fast transient response", Conference Proceedings-IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.273-279,2001
- (65)Y.Kosode,H.Obara,A.Kawamura,Y.Hosoyamada,T.Suenaga,and I.Yuzurihara, "High Performance Transient Response of High/Low Pulse Voltage using Two-Phase Interleaved DC-DC Buck Converter under Half Sampling Time Deadbeat Control", IEEJ Journal of Industry Applications,Vol.9,No.4,pp.444-452,2020

- (66)仲井康二:「アーク炉の電流制御装置」,特開平 8-273827,1996
- (67)K.J.Åström, "Advances in PID Control", The Instrumentation, Systems, and Automation Society, pp.198-199,2005
- (68)三橋成生,井上達夫:「トランジダイン制御系の最適化理論」,富士時報, vol.38, No.4, pp.257-266,1965

論文目録

本論文に関係する発表論文

学術論文

- (J1)橋本裕志, 桐 嘉伸, 日下佳祐, 伊東淳一, 「溶接電源に向けた N 相インターリーブ降圧コンバータの制御応答性の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 141, No. 8, pp. 613-620 (2021)
- (J2)橋本裕志, 三浦克樹, 日下佳祐, 伊東淳一, 「ガスシールドアーク溶接の電流制御高速化によるスパッタ低減」 電気学会論文誌 D, Vol.142, No10, pp.729-735 (2022)
- (J3)橋本裕志, 三浦克樹, 日下佳祐, 伊東淳一, 「バイポーラ型インターリーブ降圧回路による溶接スパッタの低減」, 電気学会論文誌 D, Vol.143, No7, pp.555-556 (2023)

国際会議における口頭発表論文

- (O1)H. Hashimoto, J. Itoh, K. Kiri, K. Kusaka, K. Miura: "Fair Comparison of Control Response of N-phase Interleaved Buck Converter for Welding Power Supply.", IEEE 2021 - Energy Conversion Congress & Exposition -Asia (ECCE Asia 2021), pp. 1952-1956 (2021)