



る。第4章ではシミュレーションによって、多相インターリーブ降圧回路のインダクタによる制御応答の違いと電流制御方法による制御応答の違いを、ボード線図と動作波形で示す。最後に実験によって、4章のシミュレーション結果の妥当性を確認する。

## 2. 溶接電源の構成

図1に一般的な溶接電源の構成を示す。溶接電源は一次側インバータによって生成された40~50kHzの高周波電流をトランスによって絶縁・降圧し、二次側ダイオードで整流して溶接電流出力を得る。

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。溶接においては、ワイヤと母材間に発生するアーク長は溶接状態によって大きく変化し、さらにワイヤと母材間は短絡状態からアーク発生へと瞬時に変化する。このように溶接電源の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、負荷の精緻なモデル化が困難であるため、一般的に制御器にはPI制御が用いられる。なお負荷変動によって電流が減少しアークが切れると溶接欠陥が発生するため、出力インダクタのインダクタンスを数10~数100μHに設定して、アーク切れ防止と目標値応答の両立を図っている。溶接電源は出力段に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。溶接のさらなる高品質化のためには、サンプリング周波数およびスイッチング周波数の高周波化が望まれるが、現在のところ二次側で100kHz程度までに留まっている<sup>(6)</sup>。

これに対して、溶接機の応答性や電力効率の改善を目的として、従来溶接機回路(図1)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<sup>(7)</sup>。図2にその回路構成を示す。本論文では、溶接電源に多相インターリーブ降圧回路を適用した場合の電流制御方法や応答性能について明らかにする。

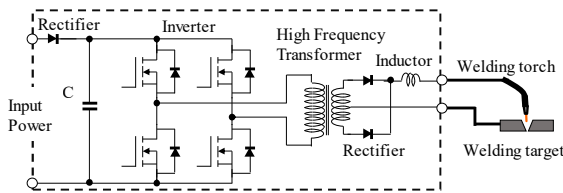


Fig. 1. Conventional welding power supply.

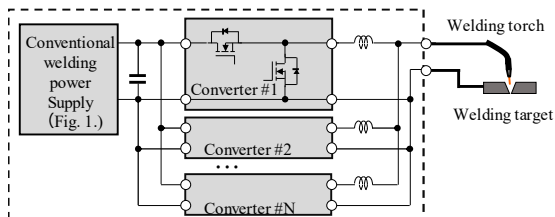


Fig. 2. Welding power supply to be considered.

## 3. インターリーブ降圧コンバータ回路仕様と制御方法

### 3.1 基本回路と動作

図3に多相インターリーブ降圧コンバータの基本構成要素である単相降圧コンバータ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。本回路は出力部に平滑コンデンサを持たず、負荷電流すなわち出力インダクタ電流を制御する。電流センサで検出されたインダクタ電流  $I_{Load}$  は、キャリア三角波の上ピークのタイミングでサンプル&ホールドされてADコンバータを経て制御器に入力される。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て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スイッチング素子を駆動して電圧  $V_i$  が出力される。本論文では、回路のインダクタンスに着目する。溶接電源において、出力インダクタは電流を安定化させる上で必須であり、狙った目標値応答と外乱に対する電流安定性を得るためには適切なインダクタンスを設定する必要がある。

インダクタに蓄積されるエネルギー  $U$  は、(1)式にて定義される。

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

ここで  $L$ :インダクタンス,  $I$ : 電流

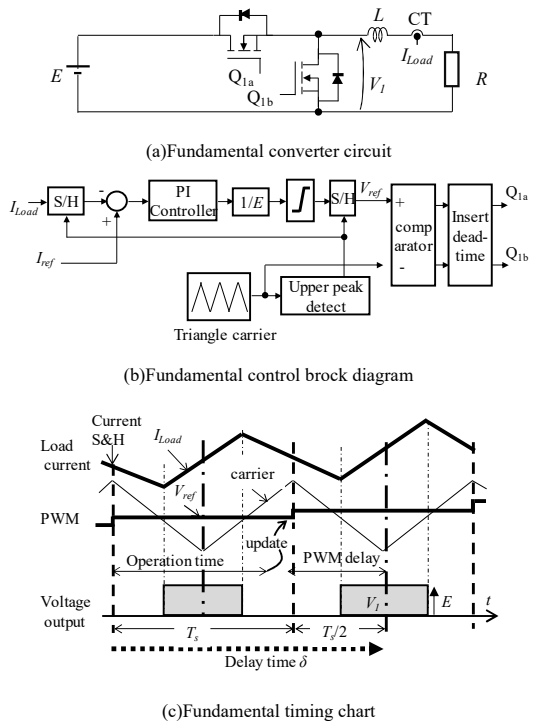


Fig. 3. Fundamental buck converter.

インダクタンス  $L$  の単相コンバータを  $N$  相インターリーブ化することによりインダクタ 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  $L$  を単相コンバータと同一とすると、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コンバータに比べて  $1/N$  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  $L$  を単相コンバータの  $N$  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コンバータ時と同等となる。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  $L$  を単相コンバータの  $1/N$  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、

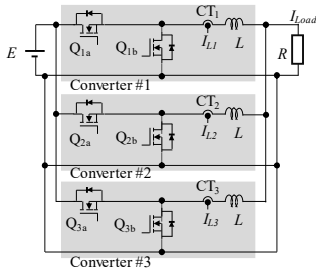
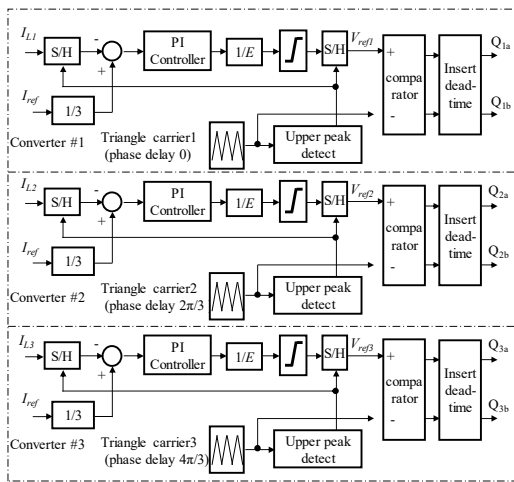
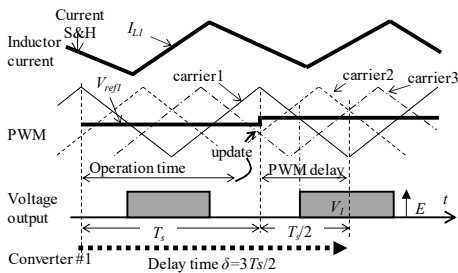


Fig. 4. Interleaved buck converter circuit.



(a) Block diagram



(b) Timing chart

Fig. 5. Block diagram of individual current control.

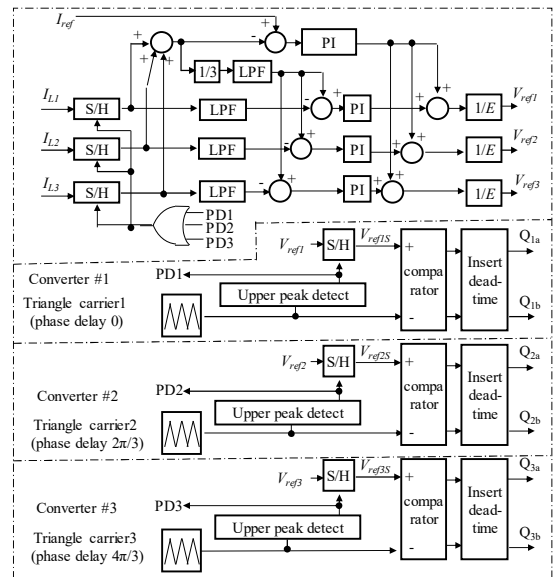
インダクタ総体積は単相コンバータ時に比べて大幅に低減できる。

(3・2) 多相インターリーブ降圧コンバータ回路の動作

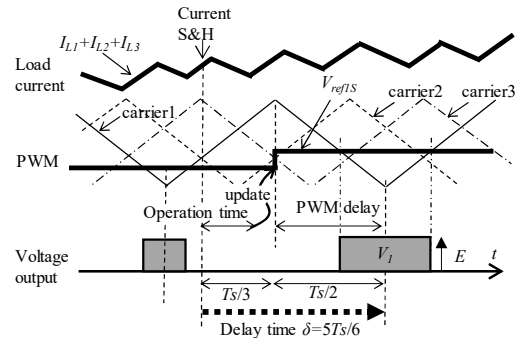
前節で示した単相降圧コンバータの多相インターリーブ化を考える。本論文では基本的な性能評価に主眼を置き、多相インターリーブの相数  $N=3$  と設定する。図 4 に 3 相インターリーブ降圧コンバータの回路図を示す。インターリーブ降圧コンバータ回路の電流フィードバック制御方法には、3 相各相のインダクタ電流が目標負荷電流の  $1/3$  倍になるよう個別に制御する方法と、インダクタンス電流の合計である負荷電流が目標値になるように制御する方法がある。本論文では前者を個別電流制御、後者を一括電流制御と称することとする。

図 5 に個別電流制御方式、図 6 に一括電流制御方式の制御ブロック図と制御タイミングチャートを示す。

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をサンプル&ホールドし、目標電流の  $1/3$  値との差分を PI 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を得る。一方、一括電流制御では 3 相



(a) Block diagram



(b) Timing chart

Fig. 6. Block diagram of collective current control.

キャリア三角波の全ての上ピークで負荷電流 (各インダクタ電流の和) をサンプル&ホールドし、目標電流値との差分を PI 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てゲート信号を得る。従い、個別電流制御のサンプリング周期は  $T_s$ 、一括電流制御のサンプリング周期は  $T_s/3$  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 PI 制御を行い、得られた各相出力に一括電流制御の PI 出力を加算して PWM 参照信号を得る。

**〈3・3〉 制御器の設計** 本論文では多相インターリーブ降圧コンバータにおける電流の目標値応答と外乱応答を評価する。制御器には溶接電源で多用される PI 制御を用いるが、制御応答には後述するむだ時間  $\delta$  が大きく影響する。各制御方式を評価する上で、共通のゲイン設定指標が必要となるため、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<sup>(8)</sup>。(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<sup>(9)(10)</sup>。

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

ここで

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

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

ここで  $R_e$  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、 $\delta$  は制御器におけるむだ時間である。

これら電流制御における PI 制御器のゲインを検討する。まず、むだ時間について考える。図 3(c) に示す基本コンバータ制御におけるむだ時間  $\delta$  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  $T_s$  とインバータ出力まで 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。次に個別電流制御のむ

Table 1. Control parameters.

Circuit type		$\delta$	$L_e$	$R_e$	$T_p$	$K_p$
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	$5T_s/6$	$L/3$	$R$	$L/3R$	$L/(5T_s)$

だ時間  $\delta$  は、図 5(b) に示すように、サンプリング周期  $T_s$  とインバータ出力まで PWM の遅延時間  $T_s/2$  の和  $3T_s/2$  となる。一括電流制御における制御のむだ時間  $\delta$  は、図 6(b) 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。

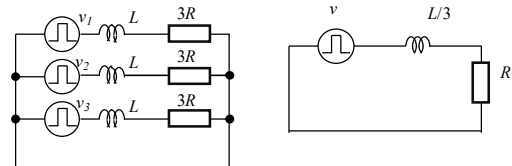
なお、個別電流制御と一括電流制御では制御器から見た出力インダクタンス、負荷抵抗値が異なる。個別電流制御は各相が独立して動作するため、図 7(a) の等価回路となり、制御器から見た負荷抵抗は 3 倍となる。一方で一括電流制御は図 7(b) の等価回路となり、制御器から見たインダクタンスは  $1/3$  となる。表 1 に各制御方式の制御パラメータを示す。

表 2 に本論文で性能比較するコンバータの構成と制御方式および PI ゲイン一覧を示す。本論文では基本性能評価を目的とするため実験可能な条件として、電源電圧  $E=100V$ 、キャリア周波数 20kHz、出力インダクタンス 300 $\mu$ H、負荷抵抗  $1\Omega$  の単相降圧コンバータを基準 (Case A1) とし、基準に対してキャリア周波数 3 倍・インダクタンス  $1/3$  倍とした単相コンバータ (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コンバータの個別/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。

4. シミュレーション

**〈4・1〉 周波数応答特性** 表 2 に示した回路比較条件において、各回路の電流目標値応答と電流外乱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 (POWERSIM) 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



(a) Individual current control (b) Collective current control

Fig. 7. Interleaved converter equivalent circuit.

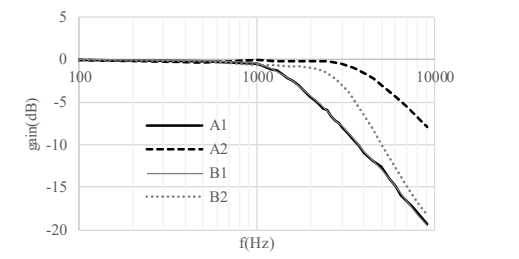
Table 2. Comparison conditions.

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

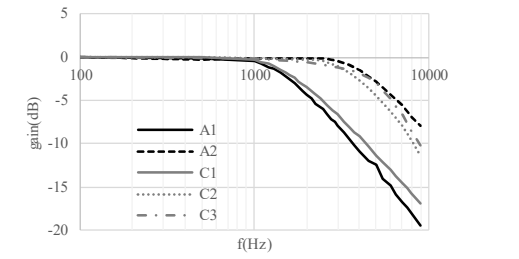
分を抽出し、目標電流と比較した。また目標電流は実験装置の能力に応じた電流・周波数範囲として、DC5Aに周波数100Hz~9kHz、振幅3Aの正弦波を重畳させた電流指令を与えた。外乱については、第2章で述べたように溶接電源のアーカ負荷は非常に変化の大きい可変抵抗と見なすことができる。本シミュレーションでは、抵抗値を変化させる代わりに負荷抵抗と直列に交流電圧源を挿入し、その交流電圧の周波数を変化させた場合の負荷電流交流実効値の変化を外乱応答特性とした。負荷電流目標値はDC9Aを与え、交流電圧は負荷1Ωから2Ωへの外乱変動に相当する4.5V±4.5Vの正弦波交流電圧を与えた。

図8(a)に単相コンバータと個別電流制御方式の目標値周波数応答シミュレーションの比較結果を示す。単相コンバータの場合、基準とした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B1がA1と同等特性、インダクタンスがA1同一のB2は、周波数2kHz以下では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 $\delta$ が影響し応答は悪くなる。なお、個別制御B3はPI制御の時定数に対してむだ時間 $\delta$ が2倍以上と大きく、制御が発散するため、図8(a)には示していない。

次に、図8(b)に単相コンバータと一括電流制御方式の目標値応答シミュレーション結果を示す。出力インダクタンスをA1の3倍としたC1は個別制御B1と同様にA1と同等特性となる。これに対してインダクタンスがA1同一のC2は、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C3は、C2よりも高周波領域の応答性能が向上する。



(a) Single converter & individual current control interleave converter



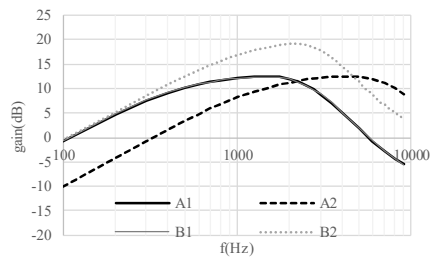
(b) Single converter & collective current control interleave converter

Fig. 8. Simulation result of the reference tracking response.

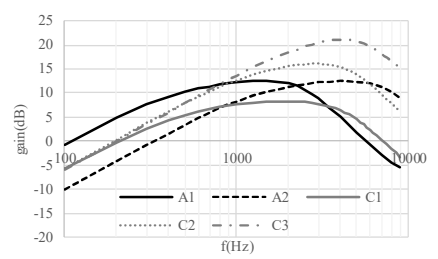
次に図9(a), 9(b)にそれぞれ単相コンバータと個別電流制御方式および、単相コンバータと一括電流制御方式の外乱応答シミュレーション結果を示す。外乱応答特性はゲインが小さいほど外乱の影響を受けにくく、望ましい特性である。図9(a)から、単相コンバータA2は2kHz以下でA1よりも外乱の影響を受けにくく、2kHz以上では外乱影響を受けやすいことが示された。これはA2のむだ時間がA1の1/3であるため低周波側の外乱応答特性が10dB程度向上する一方で、インダクタンスが1/3と小さいため高周波側で外乱応答特性が10dB程度悪化すると考えられる。

インターリーブ個別電流制御を適用すると、インダクタンスがA1の3倍であるB1はA1とほぼ同じ外乱特性となり、インダクタンスがA1同等であるB2は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、インターリーブ個別電流制御の等価回路(図7(a))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、B1の負荷側から見たインダクタンスは300μHとなるのに対して、B2のインダクタンスは100μHと小さくなるのが高周波側特性に影響していると考えられる。また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C1は、負荷側から見たインダクタンスが300μHとA1同等となる一方で、むだ時間はA1の5/9倍となるためA1よりも外乱の影響を受けにくい。またインダクタンス同等のC2はC1と同じ理由で低周波側では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100μH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C3は負荷から見たインダクタンスが33.3μHとさらに小さいため、高い周波数域で他条



(a) Single converter & individual current control interleave converter



(b) Single converter & collective current control interleave converter

Fig. 9. Simulation result of the disturbance response.

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コンバータは、キャリア周波数3倍、インダクタンス1/3とした単相コンバータの目標値応答・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。

**〈4・2〉ステップ応答特性** 本節では最も応答特性の良い単相コンバータ 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 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→17A→9A とステップ状に変化させたときの負荷電流( $I_L$ )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( $I_L$ )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 10(a)に目標値応答、図 10(b)に外乱応答のシミュレーション結果を示す。図 10 の通り、電流一括制御 C2 は目標値・外乱応答ともに単相コンバータ A2 に近い性能を示すものの、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、A2 のむだ時間  $\delta = 25\mu\text{s}$  に対してインターリーブ一括電流制御 C2 のむだ時間  $\delta = 41.6\mu\text{s}$  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。

## 5. 実験結果

**〈5・1〉実験装置・方法** 前章で示した回路方式の有効性を検証するために、小型の評価実験装置を用いて試験を行った。表 3 に実験装置の仕様および動作条件を示す。

実験ではシミュレーションと同一回路構成・制御方式における目標値周波数応答とステップ応答、外乱ステップ応答を測定した。目標値周波数応答は、目標値  $I_{ref}$  として直流

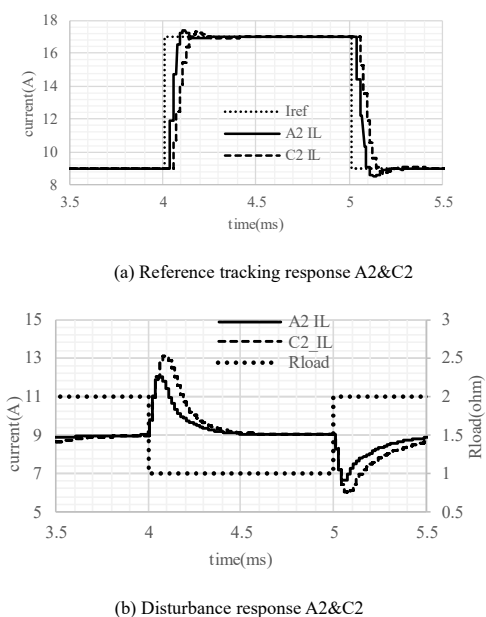


Fig. 10. Simulation result of the step response.

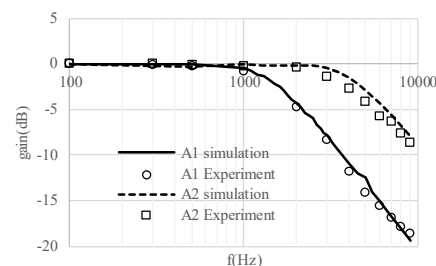
5A に 100Hz~9kHz、振幅 3A の正弦波電流を重畳させたときの負荷電流振幅比率をシミュレーションと同一方法で記録した。目標値ステップ応答は、時刻 0 にて 9A→18A および 18A→9A のステップ状の目標値  $I_{ref}$  を与えたときの、制御器でサンプルホールドした負荷電流値を記録した。

外乱ステップ応答は、目標値  $I_{ref}=9\text{A}$  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。

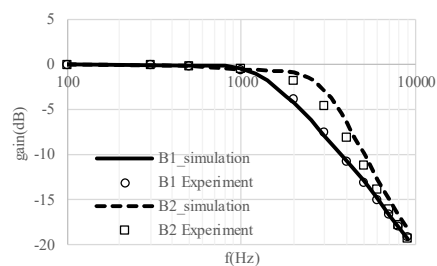
**〈5・2〉実験結果** 図 11 に各制御方式における目標値周波数応答の実験結果と、同条件でのシミュレーション結果を示す。図 11(a)の単相コンバータは条件 A1, A2 とも、

Table 3. Design specifications

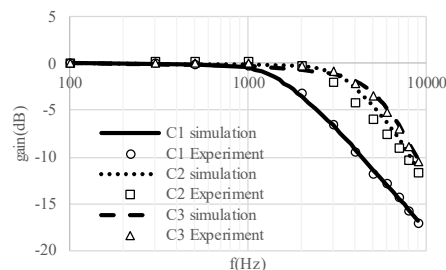
Quantity	Symbol	Value
Input voltage	$E$	40V
Load resistance	$R$	1 $\Omega$
Carrier frequency	-	20kHz
Phase	N	3
Output inductor	$L$	100uH,330uH,900uH



(a)Single converter



(b)Individual current control interleave converter



(c) Collective current control interleave converter

Fig. 11. Experimental result of the reference tracking response.

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 11(b)のインターリーブ個別電流制御および図 11(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。B2 および 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大きく、さらに負荷抵抗や配線のインダクタンスの影響を受けているためである。

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 A2 と C2 の実験結果を比較した。図 12 に A2, C2 制御方式における目標値ステップ応答の実験結果、図 13 に A2, 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。

**〈5・3〉 各方式の比較** 本論文では、表 2 に示す条件にて、単相コンバータに対して、インターリーブ個別制御、インターリーブ一括制御の電流制御方式の違い、ならびに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ので、本節ではシミュレーション結果に基づいて各方式の比較を行う。

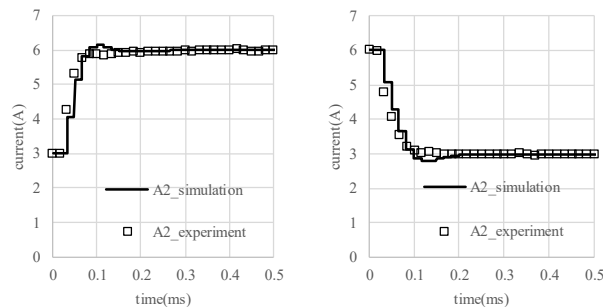
単相コンバータ A1 を基準と考えた場合、むだ時間が小さい A2 の方が目標値応答・外乱応答性能ともに優れている。これに対してインターリーブ個別電流制御 B1 は A1 と同等性能であり、B2 は A2 よりも目標値応答・外乱応答性能が劣る。またインターリーブ一括電流制御 C1 は A1 と同等性能であるが、C2 は A2 よりもやや劣る目標値応答・外乱応答性能が得られ、C3 は目標値応答性能に優れるものの外乱応答性能が大きく劣る結果となった。

次に溶接電源の実現性の観点から、コンバータ体積、特にコンバータ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着目すると、単相コンバータのキャリア周波数を N 倍・インダクタンス 1/N とした A2 に比べ、インターリーブ一括電流制御 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 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コンバータにおいては特に優位性がある。表 4 に各回路方式の性能比較結果を示す。

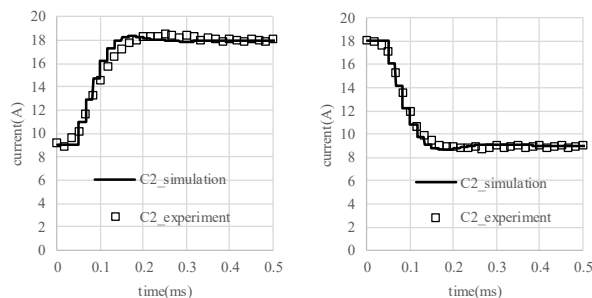
以上を総括すると、目標値応答・外乱応答性能では A2 が望ましいものの、半導体デバイスのスイッチング速度に限界があるため、大電流出力が必須である溶接電源の高応答化を実現するコンバータ回路方式は、インダクタンスを維持しつつインターリーブ一括電流制御する方式 C2 が最適となる。

Table 4. Comparison result.

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

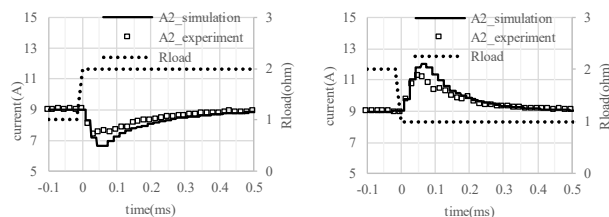


(a) Single converter

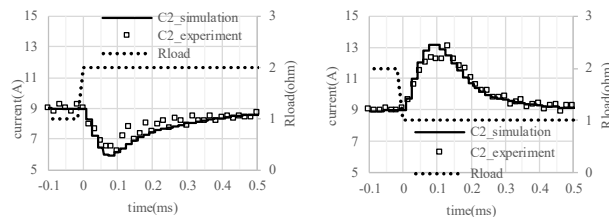


(b) Collective current control interleave converter

Fig. 12. Experimental result of the reference tracking step response.



(a) Single converter



(b) Collective current control interleave converter

Fig. 13. Experimental result of the disturbance response.



## 6. まとめ

単相降圧コンバータの出力インダクタンスを同一値として  $N$  相インターリーブ化して一括電流制御すると、単相降圧コンバータのインダクタス値を  $1/N$  してキャリア周波数を  $N$  倍した場合に近い制御特性 (目標値, 外乱応答) が得られることを確認した。

インターリーブ回路一括電流制御方式は PWM キャリアの遅延時間が影響するため、キャリア周波数  $N$  倍の単相コンバータの制御応答, 外乱応答性能よりやや劣るものの,  $N$  相インターリーブ化することで, 1 相当りのキャリア周波数を増加させることなく応答性能を  $N$  倍近くまで向上させることができる。従って溶接電源のような大電流電源を装置大型化することなく高速応答が実現可能となる。

またインターリーブ制御の電流制御手法に関してはインダクタンス電流の個別電流制御よりも一括電流制御の方が制御特性に優れる。その理由は一括電流制御が個別電流制御に比べてむだ時間  $\delta$  が  $5/9$  倍と短くできるためである。なお,  $N$  相インターリーブによって, 各インダクタ電流は  $1/N$  となるので, インダクタ体積は全体で  $1/N$  とすることができる。結果として単相コンバータのインダクタンス  $1/N$  と同等体積となり, 装置の大型化を避けつつ性能向上することができる。今後, インターリーブ一括制御コンバータのキャリア周波数を上げるとともに大電流化を行い, 溶接電流の応答性向上を検証していく予定である。

## 文 献

- (1) 上山智之:「総説 溶接電源」, 溶接学会誌, Vol. 77, No. 2, pp.27-32 (2008)
- (2) Oscar Garcia, Pablo Zumel, Angel de Castro, and José 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)
- (3) 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)
- (4) 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" IEEE Journal of Industry Applications, Vol.9, No.4, pp.444-452 (2020)
- (5) A. Marcos-Pastor1, E. Vidal-Idiarte1, A. Cid-Pastor1 and L. Martinez-Salamero1: "Interleaved Digital Power Factor Correction Based on the Sliding-Mode Approach", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.31, No.6, pp.4641-4653 (2016)
- (6) 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)
- (7) トッド・イー・クークン:「アーク溶接機電源のためのチョップパ出力ステージ」, 特許第 5551104 号 (2014)
- (8) 仲井康二:「アーク炉の電流制御装置」, 特開平 8-273827 (1996)
- (9) K. J. Åström, "Advances in PID Control", The Instrumentation, Systems, and Automation Society, pp.198-199 (2005)
- (10) 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)

### 橋 本 裕 志



(正員) 1966年3月29日生。1991年3月神戸大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月, (株) 神戸製鋼所入社。技術開発本部 応用物理研究所 電気磁気制御研究室に所属。軟磁性材料応用部品や溶接電源・プロセスの開発に従事。

### 桐 嘉 伸



(学生員) 1998年1月3日生。2020年3月長岡技術科学大学卒業。同4月 同大学大学院工学研究科 電気電子工学専攻 入学。現在に至る。

### 日 下 佳 祐



(正員) 1989年2月3日生。2013年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月, 同大学大学院博士 後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2015年12月から2016年6月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne (EPFL) に Trainee として所属。同年3月, 長岡技術科学大学大学院博士後期課程修了。博士(工学)。2016年4月より長岡技術科学大学産学官連携研究員。2018年4月より同大学助教。現在に至る。2018年 IPEC second prize paper award 受賞。主に非接触給電システム, 太陽光発電向け電力変換回路の研究に従事。IEEE member, 自動車技術会会員。

### 伊 東 淳 一



(上級会員) 1972年1月6日生。1996年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月, 富士電機(株)入社。2004年4月, 長岡技術科学大学電気系准教授。2017年4月, 同大学電気系教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo) Sapporo), 第58回電気科学技術奨励賞, 2012年インテリジェントコスモス奨励賞, 2014年, 2016年電気学会産業応用部門論文賞, 2017年 文部科学大臣表彰・科学技術賞 開発部門 2018年第4回永守賞, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。