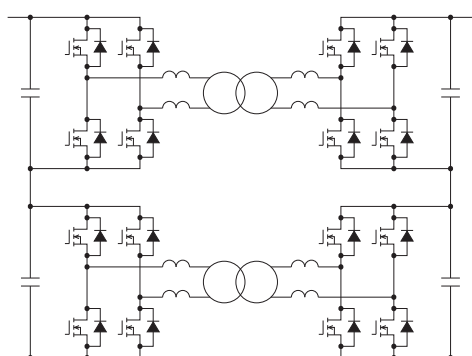


# 入出力を直列接続したDAB方式DC/DC変換器の補助回路を不要とした電圧バランス制御法

佐藤之彦 Yukihiro Sato  
大井一伸 Kazunobu Oi  
比嘉 隼 Hayato Higa  
森田一徳 Kazunori Morita

キーワード 入出力直列, デュアルアクティブブリッジ, 電圧バランス制御, 電圧パルス幅, 損失

## 概要



DABコンバータの入出力2直列接続構成

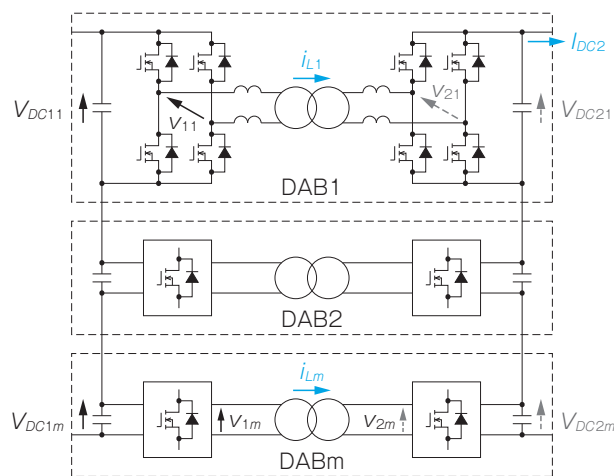
DAB (Dual Active Bridge) コンバータ<sup>(1)</sup>は、小形で直流電力の絶縁と潮流制御ができる。これまで、このDABコンバータの入出力を複数直列に接続することで、より高電圧の直流に対応させる検討がされてきた。この構成では、各DABコンバータにかかる電圧を均等にバランスさせる必要がある。しかし、上下のDABコンバータ間で電力を移動させることはできないため、一旦バランスが崩れてしまうと立て直しができず、実現が非常に困難であった。

今回考案したバランス制御法は、電力の出力側が原理的に安定であることを利用し、入力側のみを制御対象とする。融通電力が減少し安定性の低下した条件では、損失を活用し過剰な電圧を放電する。従来研究とは異なり補助回路を用いず2台を超える構成で、ミニモデル実験によって電圧バランスを維持できることを検証した。

## 1 まえがき

DAB (Dual Active Bridge) コンバータ<sup>(1)</sup>は、2台のインバータと小形の高周波トランスで構成された電力変換器である。片側のインバータで直流電力を高周波の交流電力に変換してトランスに入力し、もう片側のインバータを用いて直流電力に戻す。これにより、直流電力を絶縁できる。DABコンバータの特長として、高周波を用いるため小形のトランスを適用できる。さらに電力の融通量を2台のインバータの交流出力電圧の位相差によって調整するため、低圧側から高圧側への電力融通もできる。DABコンバータは、直流の絶縁と電力潮流制御に適した構成である。

第1図にDABコンバータの入出力直列接続構成



第1図 DABコンバータの入出力直列接続構成

1次側・2次側間がトランスにより絶縁されているため、複数台のコンバータを組み合わせた構成ができる。入出力を直列に接続することで、より高い電圧の入出力ができる反面、各コンバータの直流電圧を均等に維持することが課題となる。

を示す。DABコンバータは、1次・2次両側を複数台直列に接続することで、より高電圧の直流電力を扱うことができる。この構成では、各コンバータにかかる直流電圧を均等に維持することが重要である。もし1次・2次どちらか片方でも直流電圧のバランスが大きく崩れてしまうと、特定のDABコンバータに異常な電圧がかかり破壊されるおそれがある。ところが、電力の融通は同一DABコンバータの1次・2次間に限られ、直流電圧の過剰なDABコンバータから不足した別のDABコンバータへ電力を移動させることはできず、電圧バランスの維持が困難である。

文献(2)では、電圧バランスの維持のために小容量の補助回路を追加して、異なるDABコンバータ間で電力を移動できるようにした方式が提案されている。補助回路は、小容量でよいことも検討されているが、絶縁設計まで考慮するとある程度の容積増加は免れないほか、部品点数も増えてしまう。小形化・故障率の低減を達成するためには、補助回路はない方が望ましい。

文献(3)では、2台の入出力の直列接続DABコンバータで入力側の電圧バランスのみを制御することによって補助回路の除去に成功している。しかし、3台以上の入出力の直列構成や電力融通量が非常に小さい条件については言及されておらず、検討もシミュレーションのみにとどまる。

本稿では、補助回路が不要で3台以上に対応し、かつ融通電力の小さな条件にも対応できる入出力の直列接続DABコンバータ向けの電圧バランス制御法を紹介する。まずバランスが崩れたときの回路の動作から、電力融通量が大きいときは出力側のバランスが安定することを明らかにする。次に、各DABコンバータの電力融通量を調整して入力側の直流電圧をバランスさせる制御法を説明する。また、この制御法だけでは、電力の融通量が小さくなるにつれバランス維持が困難になるため、この場合に限り併用する制御法として、電圧の過剰なDABコンバータのみ電力損失を意図的に増加させる方法を説明する。最後に、提案するバランス制御法の効果をDAB 3台のミニモデル実験で確認する。

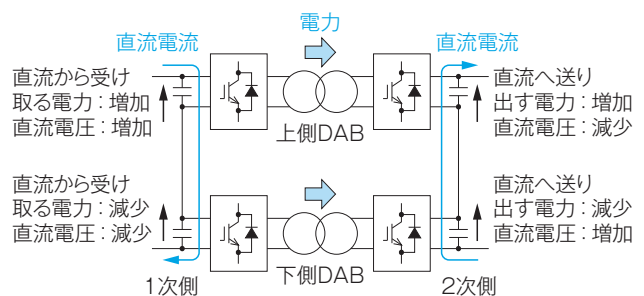
## 2 バランス制御法

### 2.1 融通電力がある場合

第2図に入出力を2直列接続したDABコンバータへの電圧外乱の影響を示す。上下のDABで1次側から2次側に一定の等しい電力を融通中に、上側DABの直流電圧が何らかの外乱によって増加してしまった場合を想定している。

最初に、1次側の直流電圧がこの後どのような変化をするか考える。左の直流系統から装置の1次側に流れ込む直流電流は上下のDABで共通のため、電圧の大きな上側DABが直流系統から受け取る電力は増加する。DABの融通電力は一定であるため、上側DABでは電力が余りコンデンサに充電され、直流電圧は増加する。その結果、上側DABが受け取る電力は更に増加する。下側DABは、直流電圧が小さいため系統から受け取る電力は減少し、不足した電力はコンデンサから放電され2次側に融通されるため、直流電圧はますます減少する。以上より、1次側の電圧バランスは不安定で、一旦偏り始めると電圧差は増加し続けてしまう。1次側の電圧バランスを一定に制御するためには、1次側の直流電圧の差を検出し、その差に応じて各DABの融通電力を調整すればよい。この例では、上側DABの融通電力を一時的に増加、下側DABの融通電力を減少することで直流電圧を均等に維持できる。

次に、2次側の直流電圧の変化を考える。装置の2次側から右の直流系統へ流出する直流電流は、上下のDABで共通のため、電圧の大きな上側DABが



第2図 入出力を2直列接続したDABコンバータへの電圧外乱の影響

電力を受け取る1次側では、外乱による直流電圧のずれが拡大し不安定であるため、直流電圧に応じ融通電力を制御する必要がある。一方、電力を送り出す2次側は安定であり制御しなくても直流電圧は均等に向かう。

系統へ出力する電力は増加する。DABの融通電力は先ほどと同じく一定と考えると、上側DABでは電力が不足しコンデンサが放電され、過剰だった直流電圧は減少する。その結果、上側DABが送り出す電力は減少し、直流電圧の減少スピードは緩やかになる。下側DABでは直流電圧が減少したことで系統へ送り出す電力が減少し、余った電力によってコンデンサが充電され直流電圧は一転して増加する。この直流電圧の変化は、DABの融通電力と右の直流系統へ送り出す電力が等しくなる点、すなわち2次側直流電圧がバランスしたところで平衡となり停止する。以上より、2次側では自発的な電圧バランス作用が働き安定である。そのため、直流電圧の検出や融通電力の調整は不要である。1次側のみバランス制御を行うことで2次側もバランスし、入出力の直列接続DAB構成の変換装置を安定に運転できる。

電力融通の向きが逆の場合、先ほどとは異なり2次側は電圧バランスが不安定になり、制御を必要とする。その一方で、自発的なバランス作用は1次側に働くため、制御が不要となる。そのため、電力融通の向きによってどちらを制御対象とするか切り替えを行うことで、両方向の電力融通に対応したバランス制御ができる。

## 2.2 融通電力がない場合

前項で説明した自発的なバランス作用は、融通電力が大きい程強力である反面、融通電力が減少する

と効果が低下してしまう。特に融通電力が0となる無負荷では無効となるため、対策を検討する必要がある。

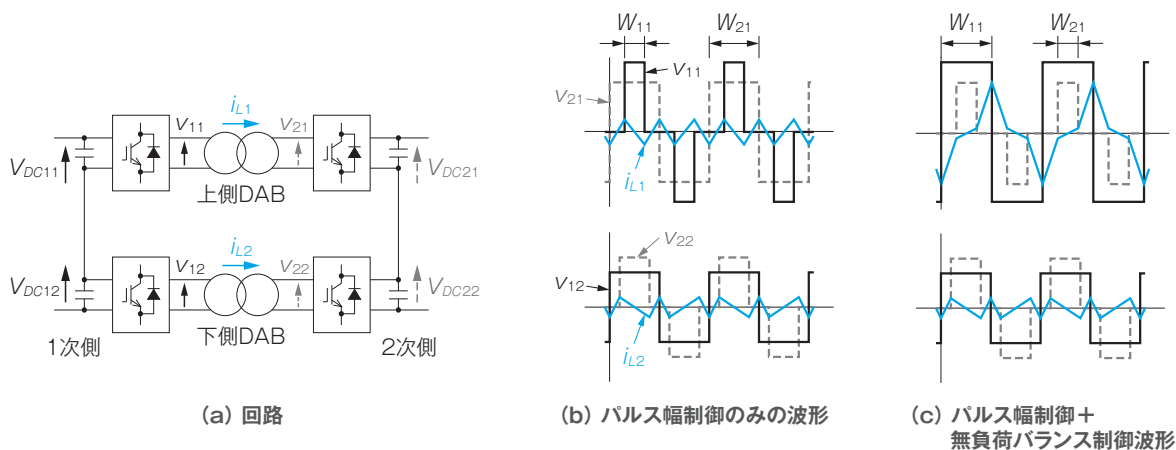
**第3図**に無負荷における入出力を2直列接続したDABコンバータの交流側波形を示す。(a)は、2台のDAB直列構成で1次側の直流電圧にアンバランスが生じた場合を示している。本稿では、無負荷のDABコンバータにパルス幅制御とバランス制御の二つを適用する。まずパルス幅制御では、交流出力電圧のパルス幅を調整する。これにより交流電流を低減し、導通損失や銅損を抑える。電流を低減するためには、1次側・2次側それぞれのインバータ出力電圧を等しくすればよい。1次側・2次側の直流電圧に差がある場合には、インバータ出力電圧の基本波成分が等しくなるようパルス幅を調整する。上側DABの直流電圧が $V_{DC11}$ であるため、交流電圧 $v_{11}$ は振幅 $V_{DC11}$ の矩形波となり、パルス幅を $W_{11}$ に設定すると $v_{11}$ の基本波成分の振幅 $V_{11}$ は次式で表される。

$$V_{11} = \frac{4V_{DC11}}{\pi} \sin \frac{\pi W_{11}}{2} \dots\dots\dots(1)$$

2次側についても直流電圧 $V_{DC21}$ 、パルス幅 $W_{21}$ を用いて基本波成分の振幅 $V_{21}$ を同様に表すことができる。

$$V_{21} = \frac{4V_{DC21}}{\pi} \sin \frac{\pi W_{21}}{2} \dots\dots\dots(2)$$

高周波トランスを流れる電流の基本波成分を0にするためには、 $V_{11} = V_{21}$ が成立すればよい。 $V_{DC11} >$



**第3図** 無負荷における入出力を2直列接続したDABコンバータの交流側波形  
 交流電圧のパルス幅を調整し、交流電流を小さく抑え損失を低減する。上側DABの電圧が過剰となった場合は、高圧側のパルス幅を広げ低圧側のパルス幅を狭めることで、交流電流を増やし損失を増加させ放電を試みる。

$V_{DC21}$  で  $W_{21}$  が与えられている場合、必要な  $W_{11}$  は次式で求めることができる。

$$W_{11} = \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \frac{V_{DC21} \sin(\pi W_{21}/2)}{V_{DC11}} \dots\dots\dots(3)$$

(b) は、このように求めたパルス幅を適用した場合の交流電圧・電流の波形である。直流電圧の高い側のパルス幅を狭めることで交流電流を小さくし、導通損失や銅損を抑えることができる。

(c) は、パルス幅制御にバランス制御法を併用した場合の波形である。直流電圧の過剰な上側 DAB では、(3)式で求めた直流電圧が高い方のパルス幅  $W_{11}$  を増加させ、直流電圧の低い方である  $W_{21}$  を減少させる。これにより、高周波トランスを流れる電流が増加し、意図的に導通損失や銅損を増加させることで過剰な直流電圧を放電できる。直流電圧の不足している下側 DAB コンバータでは、パルス幅を変更せず最小の導通損失・銅損を維持することで放電を抑える。以上により、無負荷でも損失を利用して電圧バランスを維持できる。

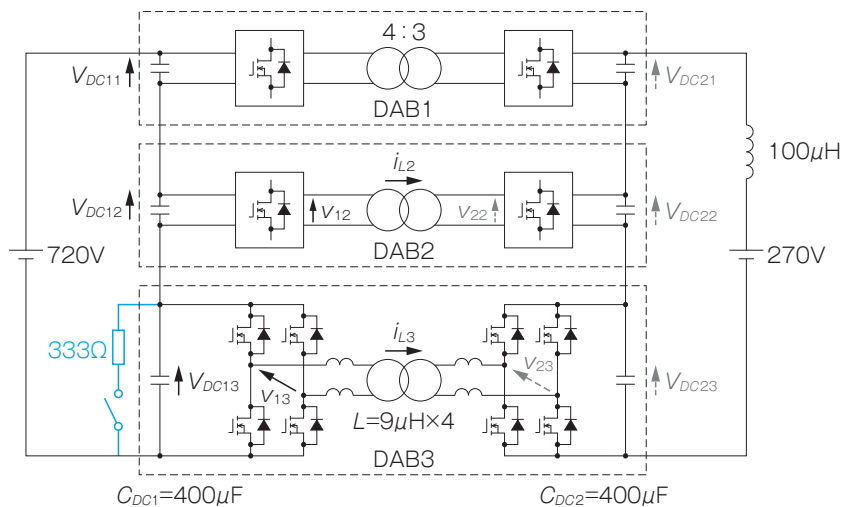
### 3 実験結果

以上のバランス制御の効果を確認するため、ミニモデル装置による実験を行った。第 4 図に提案バランス制御の実験回路を示す。DAB コンバータは、

3台の入出力の直列接続構成、スイッチング周波数 10kHz、1次側直流電圧を1台あたり 240V、2次側を 90V に設定した。高周波トランスの巻数比は 4 : 3 であるため、1次・2次間の電圧差は等価的に 2倍である。融通電力の定格は 16.9kW である。電圧バランスの外乱として、最下段にある DAB3 の 1次側に 333Ω の放電抵抗を接続し、スイッチで投入できるようにした。この放電抵抗による損失は 3% 相当で、投入時の直流電圧の過渡応答を確認した。

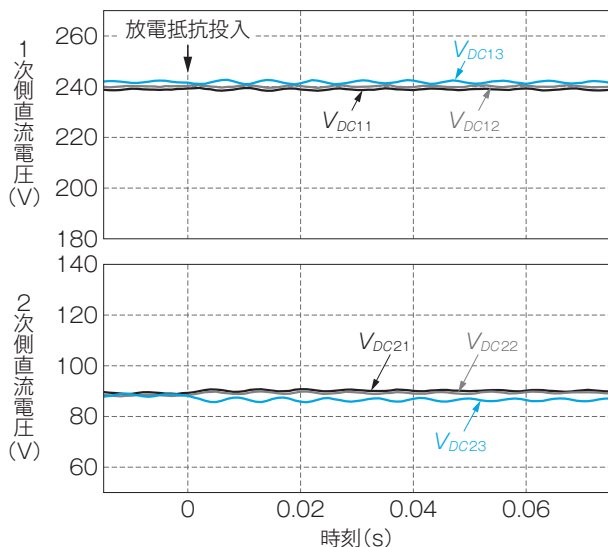
第 5 図に定格電力融通時の直流電圧波形を示す。波形からは原理的に生じる 20kHz 以上のリップルを除去している。時刻 0s で放電抵抗を投入したが、制御の有無による波形の違いはない。この原因は、スイッチング損失によるバランス作用である。直流電圧が増加するとスイッチング損失も増え、放電が促される。直流電圧が減少するとスイッチング損失も減少し、放電が抑制される。そのため、融通電力が十分大きいときは制御を行わなくても電圧バランスの安定性が高い。

第 6 図に 24% 電力融通時の直流電圧波形を示す。負荷が小さくなるとスイッチング損失によるバランス作用が弱まるため、バランス制御の有無によって波形に明確な差が表れている。バランス制御が無効の場合は、放電抵抗投入後に両側の偏差が増加する。制御が有効ならば、制御の対象である 1次

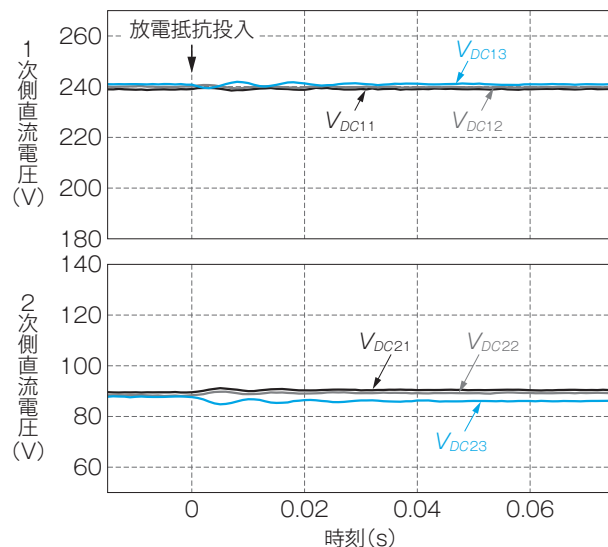


第 4 図 提案バランス制御の実験回路

DAB コンバータ 3 台の直列構成を示す。1 次側と 2 次側の電圧差を 2 倍に設定し、DAB3 の放電抵抗を外乱として投入した際の各 DAB コンバータの直流電圧の変化を確認する。



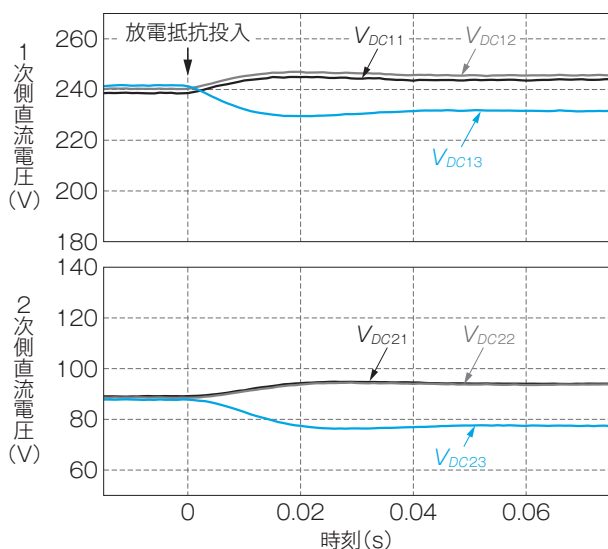
(a) バランス制御無し



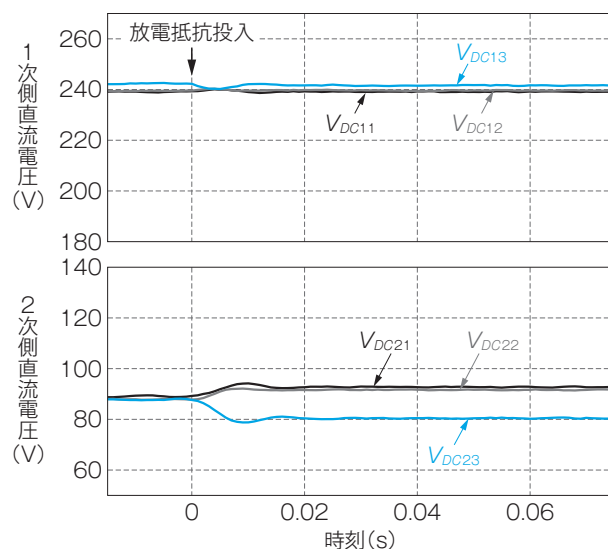
(b) バランス制御有り

**第5図 定格電力融通時の直流電圧波形**

融通電力が十分大きければ、スイッチング損失によるバランス作用が働くためバランス制御を行わなくても安定である。



(a) バランス制御無し



(b) バランス制御有り

**第6図 24%電力融通時の直流電圧波形**

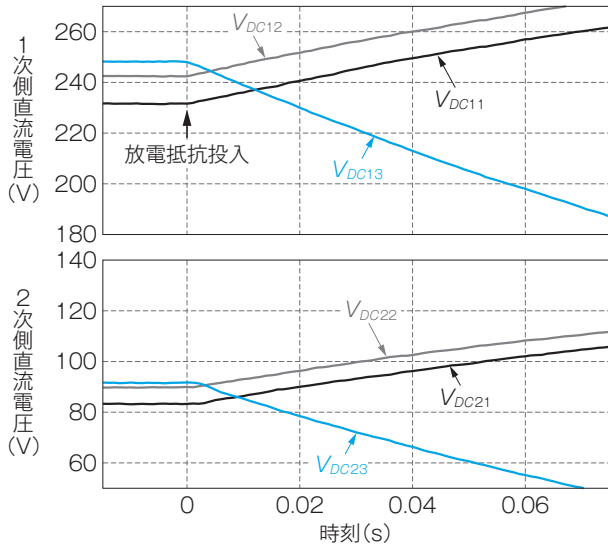
融通電力が減少すると、制御無しでは安定性が低下する。バランス制御を行うと、制御対象の1次側は偏差が変化しない。バランス作用に任せ制御を行わない2次側も、制御無しに比べると偏差を小さくできる。

側の偏差は放電抵抗の投入前後で変化しない。制御非対象である2次側は偏差が増加するものの、バランス制御を行わない場合に比べて偏差を低減できている。

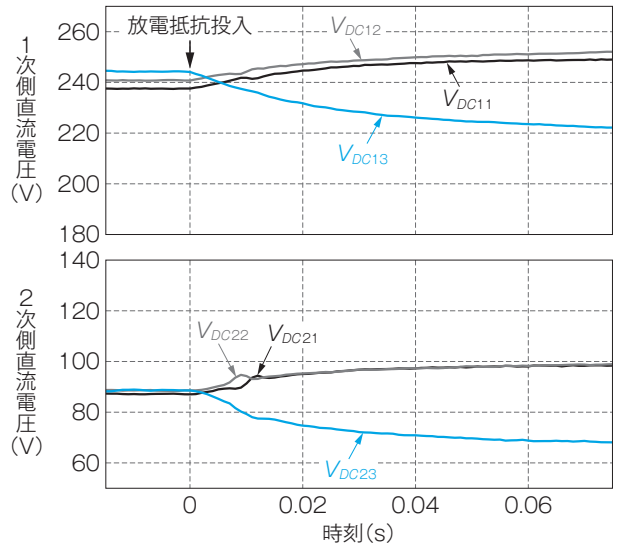
第7図に0%電力融通時（無負荷）の直流電圧波形を示す。この条件でのみ、損失を用いたバランス制御が行われる。バランス制御の有無による波形の

差は更に顕著となった。制御無しでは偏差が増加し続け、ミニモデル装置が過電圧を検出して停止し運転継続が不可能だった。しかし、制御を有効にすることで偏差は大きくなるが、増加が止まり運転を継続できることを確認している。

第8図に0%電力融通時（無負荷）の交流側波形を示す。無負荷で、放電抵抗を投入する前後で



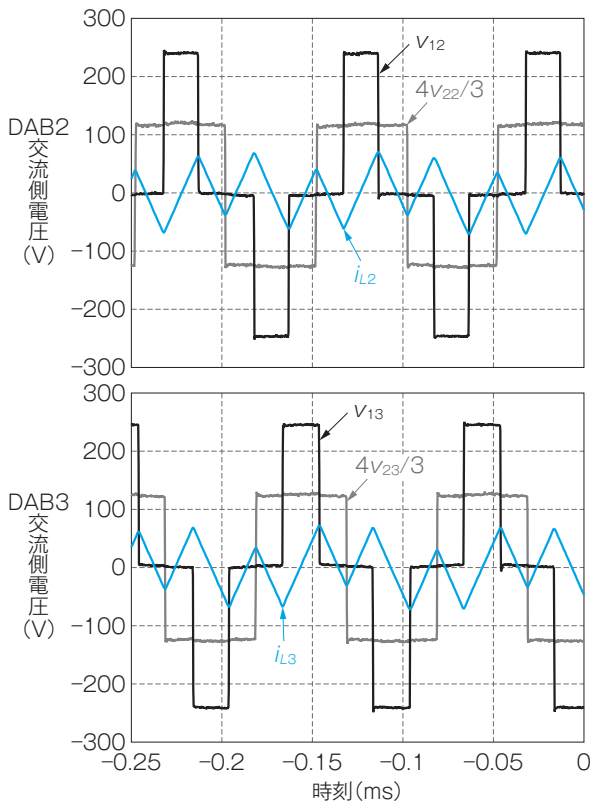
(a) バランス制御無し



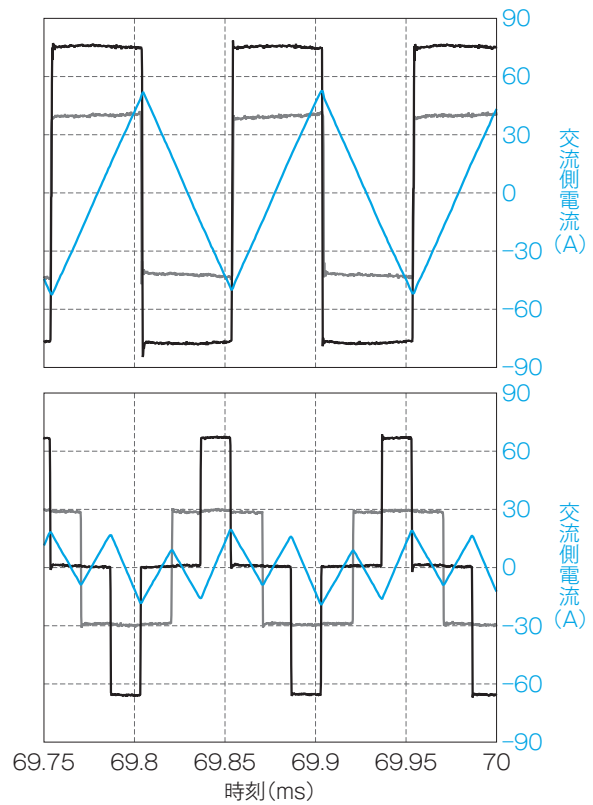
(b) バランス制御有り

**第7図 0%電力融通時（無負荷）の直流電圧波形**

バランス制御無しでは、偏差が拡大を続けミニモデルが停止した。しかし、バランス制御を行うことで偏差の拡大が止まり、運転継続ができることを確認した。



(a) 放電抵抗投入前



(b) 放電抵抗投入後

**第8図 0%電力融通時（無負荷）の交流側波形**

放電抵抗投入前は、1次側のパルス幅が狭まり電流を低減する。投入後は、放電抵抗のあるDAB3の波形は変わらないが、DAB2では1次側のパルス幅が広がり交流電流が増加した。

DAB2・DAB3の交流側波形を比較した。この波形では20kHz以上のリップルを除去していない。放電抵抗は時刻0sで投入し、(a)は投入前の波形を示している。DAB2・DAB3ともに高電圧側である1次側の交流電圧 $v_{12}$ 、 $v_{13}$ のパルス幅が狭くなり、交流電流 $i_{L2}$ 、 $i_{L3}$ の基本波成分はほぼ0に抑制できている。(b)の投入後の波形では、放電抵抗のあるDAB3の波形は変化せず、交流電流 $i_{L3}$ の基本波は零を維持し損失を抑えている。一方、放電抵抗のないDAB2では、1次側交流電圧 $v_{12}$ のパルス幅が広がり交流電流 $i_{L2}$ の振幅も増加している。 $i_{L2}$ と $v_{12}$ 、 $v_{22}$ の位相差はほぼ90°で、融通電力は無効電力のみとなる。このため、 $i_{L2}$ が増加しても有効電力の融通量は指令値通り0%を維持でき、銅損や導通損失だけが增加する。これは、一般的には望ましくない動作である。しかし、本提案制御では、この損失を利用して電圧バランスを維持することを目的としており、その通りの動作を実現できている。このときDAB1・DAB2では、制御によって放電抵抗と同等の3%の損失が発生する。なお、更に大きな外乱が発生した場合でも、 $v_{22}$ のパルス幅を狭めることで $i_{L2}$ を更に増加させ、より大きな損失を発生させることで電圧バランスを維持することができる。

## 4 むすび

補助回路を使用せず、DABの直列接続構成に適用できる電圧バランス制御を提案した。まず融通電力が大きければ、直流に電力を出力する側は原理的に安定であることを明らかにした。これを踏まえ、一つ目の制御では、直流から電力を入力する不安定な側に対して、電圧アンバランスに応じて融通電力を調整する。しかし、一つ目の制御だけでは、融通電力が小さくなるにつれて電圧バランスも崩れやすくなる。そこで、二つ目の動作として交流側の電圧パルス幅を調整する。直流電圧が不足したDABでは高周波トランスを流れる交流電流の基本波成分が最小になるようにして損失を抑え、直流電圧が過剰

のDABでは交流電流の基本波成分を増加させ、銅損や導通損失によって直流電圧の放電を促す。DAB3台を直列したミニモデル実験では、融通電力が小さくなる程提案制御の効果が高まり、無負荷でも電圧バランスを維持できることを明らかにした。

今後は、提案回路の製品適用に向けた更なる評価を行うほか、本制御法で実現した高圧直流電力の絶縁と電力潮流制御を活用し、大型電気自動車の急速充電、より高い電圧に対応した直流配電など特長ある製品開発を進めていく所存である。

・本論文に記載されている会社名・製品名などは、それぞれの会社の商標又は登録商標である。

## 《参考文献》

- (1) 井上重徳・赤木泰文：「双方向絶縁形DC/DCコンバータの動作電圧と損失解析」, 電気学会論文誌D, Vol.127, No.2, pp.189-197, 2007
- (2) 石橋卓治・地道拓志・森 修：「大規模洋上風力発電の直流送配電システム向け高圧大容量DC/DC変換器の回路方式と制御法」, 電気学会論文誌D, Vol.138, No.1, pp.58-66, 2018
- (3) 田口夏葵・綾野秀樹・張 正・平木元博・藤田英明：「入力と出力を直列接続した2台のDABコンバータのコンデンサ電圧フィードバック制御法の検討」, 電気学会産業応用部門大会, 1-35, pp.1-165-I-168, 2022

## 《執筆者紹介》



佐藤之彦  
Yukihiko Sato

(大)千葉大学大学院工学研究院



大井一伸  
Kazunobu Oi

先進技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



比嘉 隼  
Hayato Higa

先進技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



森田一徳  
Kazunori Morita

先進技術研究所  
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事