

# 1500 Vdc 系統に連系する双方向 Current-Fed DAB コンバータの電流実効値低減法

大野 貴志\* 西川 滉大 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Current-RMS Reduction Method for Bidirectional Current-Fed DAB Converter  
Interconnected to 1500 V DC-grid

Takashi Ohno\*, Kodai Nishikawa, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a control method to improve the efficiency of a flying capacitor-type current-fed dual active bridge (FCCF-DAB) converter at operation conditions of low boost ratio. The proposed control method reduces the root mean square (RMS) of the transformer current by changing the boost capacitor voltage. The boost capacitor voltage is determined by loss analysis and experimental result. The loss analysis showed the lowest losses at the boost voltage of 480 V. However, the loss was lowest at 460 V because the experimental results have unconsidered losses such as turn-on loss, iron loss and so on. From the experimental results, the efficiency of up to 93.5% is achieved at the input voltage from 150 V to 500 V and the input current of 0.5p.u.(20 A).

キーワード : Current-fed DAB, ワイドレンジ, マルチレベル, DC-DC, 中電圧 DC, 高昇圧比  
(Current-fed DAB, Wide range, Multi-level, DC-DC, Medium voltage direct current (MVDC), High step-up voltage gain)

## 1. はじめに

近年、電力変換回数削減によるシステム効率向上といった観点から DC グリッドが注目されている<sup>(1)(2)</sup>。特に、1500 V の比較的高電圧の DC グリッドは大容量化における高効率化手段として検討されている<sup>(3)</sup>。高効率な大容量絶縁型 DC-DC コンバータとして Dual Active Bridge (DAB) コンバータは候補の一つである。しかし、DAB コンバータは入出力電圧の変動によりハードスイッチングやトランスの循環電流増加を引き起こし、効率が低下する課題がある。

太陽光や風力等では発電状況、バッテリーでは充電率や負荷により電圧、電力が大きく変動する。そのため、これらの設備と DC グリッドを連系する DC-DC コンバータには広い電圧、負荷範囲での高効率動作が要求される。

広い動作範囲での DAB コンバータの高効率手法として、拡張位相シフト(EPS)制御<sup>(4)</sup>やトリプル位相シフト(TPS)制御<sup>(5)</sup>が提案されている。これらの手法では広い動作範囲において ZVS や低電流実効値を実現する。しかし、各レグやブリッジ間の位相、スイッチング周波数の最適な組み合わせを求める必要があるため計算が複雑化する課題がある。一方、回路トポロジーによる電流実効値低減手法としては、T 形<sup>(6)</sup>や中性点クランプ(NPC)<sup>(7)</sup>等のマルチレベル回路の DAB コンバータが提案されている。これらの回路ではトランスに印加する電圧レベルを切り替えることでトランス電流実

効値を低減できる。しかし、T 形 DAB コンバータでは低耐圧化可能なスイッチング素子は双方向スイッチのみのため、1500 V 系では高耐圧スイッチが必要となる。また、NPC 型 DAB コンバータは追加のダイオードやダイオードの冷却器が別途必要となる課題がある。

これらの課題に対して、DAB コンバータの低圧側 H ブリッジとインターリーブ方式昇圧コンバータを組み合わせた Current-fed DAB コンバータが提案されている<sup>(8)</sup>。Current-fed DAB コンバータは昇圧インダクタ電流を TCM (Triangular Current Mode)で動作させることで、低圧側 H ブリッジの下アームを ZVS で動作できる<sup>(9)</sup>。さらに、1500 Vdc 系統への連系を想定し高圧側 H ブリッジにマルチレベル回路を用いたフライングキャパシタ形 Current-fed DAB (FCCF-DAB) コンバータが提案されている<sup>(10)</sup>。それにより、回路の高耐圧化と広い動作範囲での高効率動作を実現できる。しかし、昇圧比が著しく低い、または高い動作条件では、トランス電流実効値が増大することで電力変換効率が低下する課題があり、広い動作条件下における高効率運転のボトルネックになる。

本論文では、昇圧比が著しく小さくなる動作条件において FCCF-DAB コンバータの電力変換効率を改善する手法を提案する。提案法における最大の特徴は、損失を最小化するために昇圧比の条件をトランス巻数比に限定しないことにある。出力電力一定の条件の場合、昇圧キャパシタ電圧値を

高くするとトランス電流実効値を低減できるため導通損失は低減できる。一方で昇圧インダクタ電流リップルを制御するためにスイッチング周波数は高くなるためスイッチング損失が増加するといったトレードオフの関係がある。提案する電流実効値低減法では、損失解析により最適な昇圧キャパシタ電圧を決定する。実機検証の結果、損失を26.7%低減し、効率を92.5%から94.5%へ改善したので報告する。

## 2. 回路構成と制御法

### (2-1) 回路構成

図1に FCCF-DAB コンバータの回路構成を示す。FCCF-DAB コンバータの低圧側となる一次側ではインターリーブ方式昇圧コンバータと DAB の H ブリッジのlegを共有している。高圧側となる二次側は十分な回路耐圧を確保するためにフライングキャパシタ形マルチレベル回路で構成される。

### (2-2) FCCF-DAB コンバータの基本動作と課題

FCCF-DAB コンバータの動作モードには二次側 H ブリッジの出力電圧振幅が二次側電源電圧であるフルボルテージ(FV)モードと二次側電源電圧の半分であるハーフボルテージ(HV)モードがある。従来の FCCF-DAB コンバータでは、FV モードと HV モードの両方において、一次側の昇圧動作により常にトランス一次-二次間の巻数( $n_1/n_2$ )とトランス電圧比( $V_{Pri}/V_{Sec}$ )を一致させて動作を行う。ここで、 $V_{Pri}$  と  $V_{Sec}$  はそれぞれ一次側、二次側 H ブリッジの出力電圧振幅である。トランス巻き数比とトランス電圧比が一致することで、DAB コンバータと比較して広い入力電圧範囲でトランス電流実効値を低減できる。しかし、一次側 H ブリッジの昇圧比が小さい条件になった場合、トランス電流実効値が増加する課題がある。

そこで本稿では、HV モードでは全ての動作条件でトランス巻数比とトランス電圧比を常に一致させずに、昇圧比を高く維持する動作モードを取り入れることでトランス電流実効値を低減する手法を提案する。トランス電流実効値についての詳細は3章で説明する。

### (2-3) フルボルテージ(FV)モード

図2(a)に FCCF-DAB コンバータを FV モードで動作させた際の定常波形を示す。一次側 H ブリッジではインターリーブを行うため、各下アームキャリアである  $S_2$  と  $S_4$  は、 $S_2$  の基準キャリアに対して  $S_4$  のキャリアが 180 度シフトしたもとなっている。二次側 H ブリッジでは DAB コンバータとして出力電力を制御するため、上アームキャリアである  $S_5$  と  $S_6$  は  $S_4$  に対して、 $S_9$  と  $S_{10}$  は  $S_2$  に対してそれぞれ位相シフト角  $\delta$  だけシフトしている。

FV モードでは、二次側の各上下アーム 2 つのスイッチング素子が同期してスイッチングするため、トランス二次側

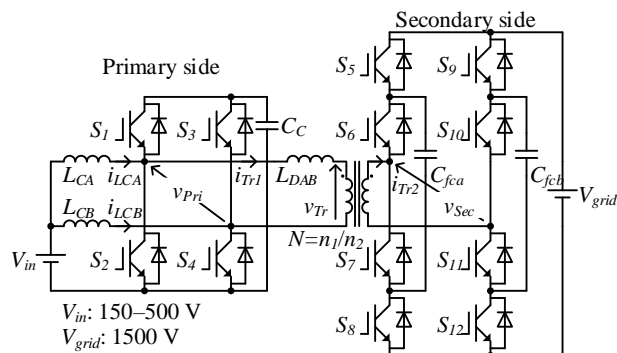


Fig. 1. Current-fed DAB converter with three-level flying capacitor:  $V_{in}$  from 150 V to 500 V,  $V_{grid}$  1500 V.

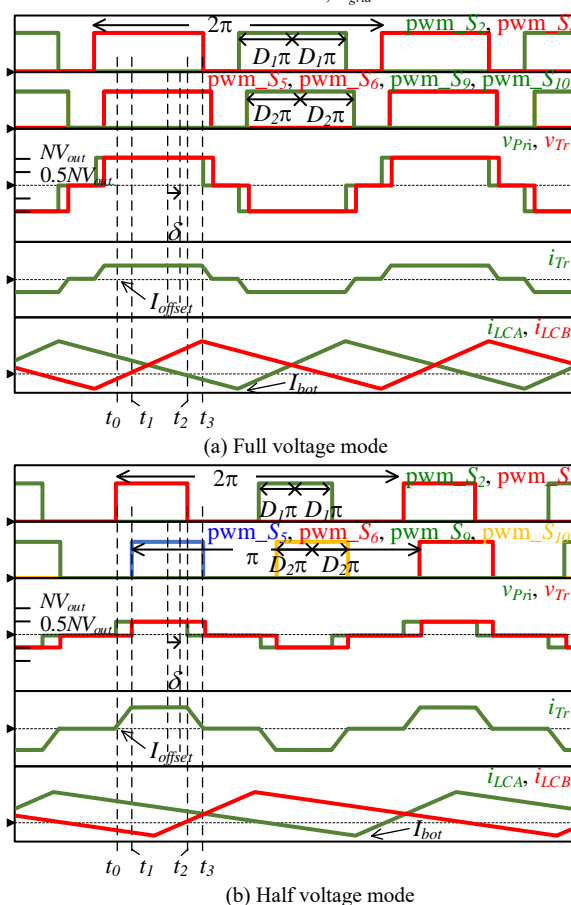


Fig. 2. Steady-state waveform of the FCCF-DAB converter

に DC グリッド電圧  $V_{grid}$  の 1500 V が印加される。一次側の昇圧キャパシタ電圧  $V_C$  はトランス巻数比  $N(n_1:n_2=8:15)$  とトランス電圧比を一致させるために入力電圧  $V_{in}$  150–500 V から 800 V に昇圧している。

### (2-4) ハーフボルテージ(HV)モード

図2(b)に FCCF-DAB コンバータを HV モードで動作させた際の定常波形を示す。一次側は FV モードと同様に  $S_2$  のキャリアに対して  $S_4$  が 180 度シフトしている。一方で二次側は、 $S_2$  に対して  $S_9$  は位相シフト角  $\delta$ 、 $S_{10}$  は  $\delta+180$  度、 $S_5$  は  $\delta+90$  度、 $S_6$  は  $\delta+270$  度だけ位相をシフトしている。そのた

め、HV モードではフライングキャパシタ電圧を出力することができ、トランス二次側電圧には DC グリッド電圧の半分の 750 V が印加される。また、トランス巻き数比とトランス電圧比を一致させるために必要な一次側の昇圧キャパシタ電圧も半分の 400 V となる。

HV モードはフライングキャパシタ電圧を  $V_{grid}/2$  に維持するため、一周周期ごとに充放電動作が切り替わる。このとき、二次側 H ブリッジのスイッチング周波数は一次側 H ブリッジのスイッチング周波数に対して 1/2 となる。

### (2.5) 制御方式

図 3 に FCCF-DAB コンバータ制御ブロック図を示す。FCCF-DAB コンバータの一次側 H ブリッジでは昇圧キャパシタの電圧制御を行う。そのため、一次側 H ブリッジの制御はインナーループの昇圧インダクタ電流制御器とアウトナーループの昇圧キャパシタ電圧制御器で構成される。昇圧インダクタ電流  $I_{LC}$ 、 $I_{LCB}$  はそれぞれの個別の電流制御器で制御され、一次側各アーム Duty の  $D_{IA}$  と  $D_{IB}$  を決定する。

FCCF-DAB コンバータは、一次側下アームスイッチを ZVS させるために、(1)式で表されるスイッチング周波数で動作する。ただし、使用するスイッチング素子が IGBT と SiC-SBD であるため、スイッチング周波数は 10–30 kHz と設定した。

$$f_s = \frac{V_{in}^2 D_1}{L_c (P^* - 2V_{in} I_{bot})} \quad (10 \text{ kHz} \leq f_s \leq 30 \text{ kHz}) \quad (1)$$

ここで、 $f_s$  はスイッチング周波数、 $L_c$  は昇圧インダクタのインダクタンス、 $P^*$  は電力指令値、 $I_{bot}$  は ZVS に必要な昇圧インダクタ電流のボトム値、 $D_1$  は一次側下アーム ( $S_2$ ,  $S_4$ ) のオン Duty である。オン Duty  $D_1$  は(2)式と定義する。

$$D_1 = \frac{V_C^* - V_{in}}{V_C^*} \quad (2)$$

ここで、 $V_C^*$  は昇圧インダクタ電圧の指令値である。また、二次側上アーム ( $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_9$ ,  $S_{10}$ ) のオン Duty  $D_2$  は、FV モードと HV モードでそれぞれ(3)式、(4)式で表される。

$$D_2 = \frac{2I_{offset} f_s L_{DAB} + V_C D_1}{NV_{out}} \quad (3)$$

$$D_2 = \frac{2I_{offset} f_s L_{DAB} + V_C D_1}{2NV_{out}} \quad (4)$$

ここで、 $I_{offset}$  はトランス電流のオフセット電流値である。

FCCF-DAB コンバータの二次側 H ブリッジでは、出力電圧を制御するために位相シフト制御を行う。位相シフト制御による伝送電力  $P$  は(5)式で表される。

$$P = \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{Pri}(\theta) i_{Tr1}(\theta) d\theta \quad (5)$$

ここで、 $v_{Pri}$  は一次側 H ブリッジの出力電圧、 $i_{Tr1}$  はトランス一次側電流である。(5)式を位相差  $\delta$  について解くと FV モードは(6)式、HV モードは(7)式となる。

$$(D_1 < 0.5, 0 < \delta \leq (1 - D_2 - D_1))$$

$$\delta = \pi \left\{ (D_1 + D_2) - 2 \sqrt{D_1 D_2 - \frac{f_s L_{DAB} P^*}{V_C N V_{grid}}} \right\} \quad (6)$$

$$(D_1 < 0.5, 0 < \delta \leq (1 - 2D_2 - D_1))$$

$$\delta = \pi \left\{ (D_1 + 2D_2) - 2 \sqrt{2D_1 D_2 - \frac{f_s L_{DAB} P^*}{2V_C N V_{grid}}} \right\} \quad (7)$$

ここで、 $L_{DAB}$  はトランスの漏れインダクタンス  $L_{lek}$  と追加インダクタンス  $L_{EX}$  の和である。ただし、昇圧比が高い条件 ( $D_1 > 0.5$ ) においては、FV モードは  $D_1$  と  $D_2$  を  $(1 - D_1)$  と  $(1 - D_2)$  に置き換えることで(6)式により計算できる。HV モードも同様に  $D_1$  と  $2D_2$  を  $(1 - D_1)$  と  $(1 - 2D_2)$  に置き換えることにより(7)式で計算できる。

### 3. 損失解析

表 1 にシミュレーションによる損失解析および実機検証における回路パラメータを示す。定格電力  $P_{rated}$  は入力電圧

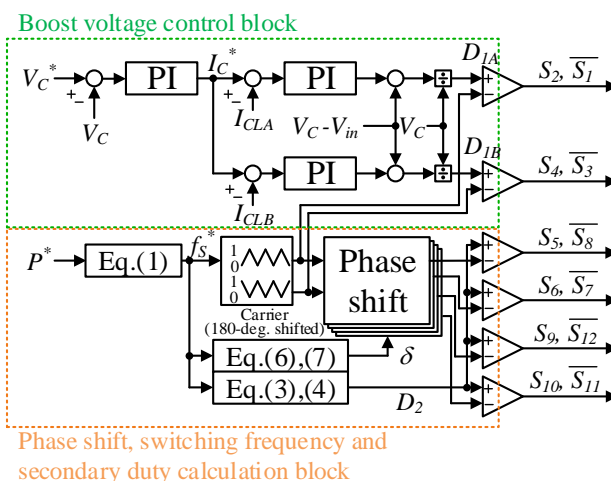


Fig. 3. Control block diagram of the FCCF-DAB converter.

Table 1. Circuit parameters with loss analysis and experiments.

Element	Symbol	Value
Rated power	$P_{rated}$	20 kW
Rated current	$I_{rated}$	13.3 A
Max. value of input current	$I_{in-rated}$	40 A
Switching frequency	$f_s$	10–30 kHz
Input voltage	$V_{in}$	150–500 V
DC-grid voltage	$V_{grid}$	1500 V
Boost capacitor voltage	$V_C$	(HV mode) 400 V (FV mode) 800 V
Boost inductor	$L_C$	270 $\mu$ H
External inductor	$L_{DAB}$	60.8 $\mu$ H
Leakage inductor	$L_l$	7.2 $\mu$ H
Magnetizing inductor	$L_{Mg}$	16.2 mH
Tum ratio	$N$	0.544 (37T/68T)
Dead-time	$T_d$	800 ns
Hybrid-SiC Module	-	CMH1 50DY-24NFH

が最大となる 500 V 時で 20 kW とし、入力電流の直流成分最大値  $I_{in-rated}$  は 40 A として FCCF-DAB コンバータを設計した。また、トランスは巻数比が 0.533( $n_1:n_2=8:15$ )に近い 0.544( $n_1:n_2=27:68$ )のものを使用した。ただし、損失解析ではトランス巻数比と電圧比を一致させるため、巻数比を 8/15 と設定している。

### 〈3・1〉 FCCF-DAB の電流実効値

図 4 にフライングキャパシタ形 DAB(FC-DAB)コンバータと FCCF-DAB コンバータにおける入力電流 0.5p.u.時のトランス電流実効値を示す。FV モードでは、昇圧キャパシタ電圧が 800 V であるため、HV モードで同じ電力を出力する場合と比較してトランス電流実効値が低くなっている。しかし、FV モードでは一次側スイッチング周波数が HV モードよりも 1.5-2 倍程度高く、二次側スイッチング周波数は 3.0-4 倍程度高くなるため、軽負荷条件では HV モードよりもスイッチング損失が増大する。これにより、スイッチング損失が支配的になる軽負荷時においては HV モードが全損失の観点で優位となる。

また、図 4 では HV モードでのトランス電流実効値特性を、従来のトランス巻数比とトランス電圧比が一致する昇圧キャパシタ電圧  $V_c=400$  V の条件と昇圧キャパシタ電圧を 480 V, 500 V と増加させた時の条件で比較している。昇圧比が 2 倍以上となる動作点においては、トランス電流実効値は昇圧比が高いほど低下している。これは、オン Duty  $D_1$  が長くなることで、スイッチング周期中におけるゼロ電圧期間が短くなるためトランス電流実効値が低減している。つまり、HV モードでは昇圧比を増加させることでトランス電流実効値を低減できる。

同様に、FV モードにおいても昇圧比を高くすることで電流実効値を低減する事は可能ではあるが、本論文においては既に昇圧キャパシタ電圧を 800 V まで昇圧しているため一次側のスイッチング素子耐圧の観点から検討を行っていない。

### 〈3・2〉 各入力電圧に対する最適な昇圧キャパシタ電圧

図 5 に入力電圧 250V-350V における損失最小となる昇圧キャパシタ電圧を示す。図 5 の損失解析は入力電圧 250V から 10V 刻みで行い、各入力電圧条件において損失が最小となる昇圧キャパシタ電圧をプロットし線形近似している。図 5 の解析結果より入力電圧 250V-350V における損失が最小となる昇圧キャパシタ電圧は(8)式で表される。

$$V_c = V_{in} + 160 \quad (8)$$

ただし、(8)式は電力条件によって損失最小となる昇圧キャパシタ電圧が変化するため動作点ごとに損失解析が必要となる。

### 〈3・3〉 スwitching素子とトランスの損失

図 6 に入力電圧 320 V, 入力電流 0.5p.u., 出力電力 6.4kW における損失解析結果を示す。動作は HV モード, 昇圧キャ

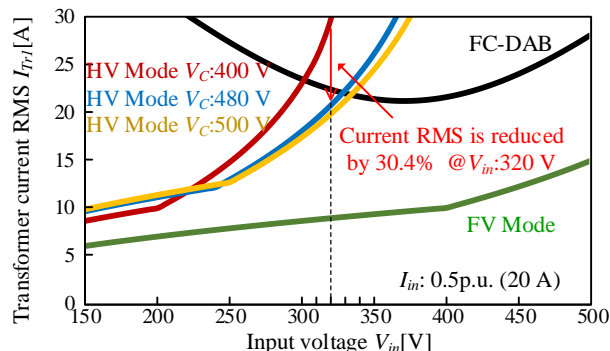


Fig. 4. Transformer current at 0.5p.u. output.

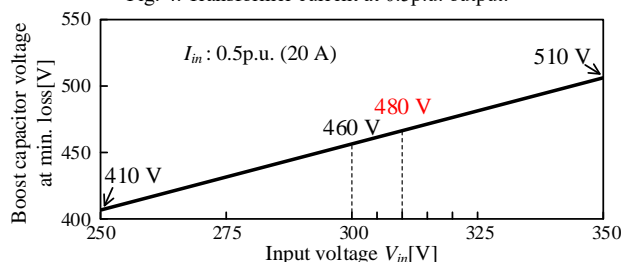


Fig. 5. Loss analysis result for boost capacitor voltage at minimum loss.

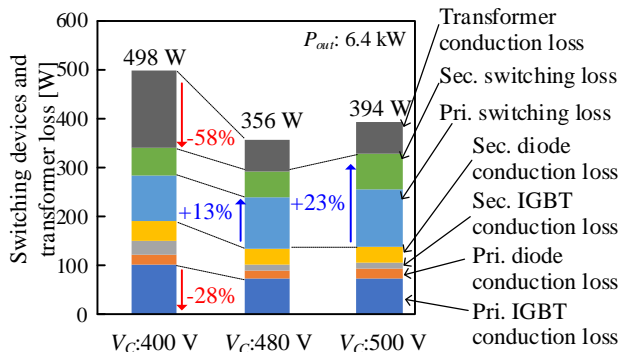


Fig. 6. Results of loss analysis with the HB mode FCCF-DAB converter:  $V_{in}$  320 V,  $P_{out}$  6.4 kW.

パシタ電圧は従来のトランス巻数比とトランス電圧比が一致する 400 V および図 5 の解析結果で損失最小となる 480 V, さらに昇圧比を高くした 500 V の 3 条件で比較した。スイッチング素子の損失はシミュレーションソフトである PLECS の熱モデルを用いて算出した。また、トランスの導通損失は事前に LCR メータで測定した抵抗値を用いてシミュレーションによる電流値から算出した。ただし、IGBT は全てターンオン時に ZVS を達成すると仮定し、ターンオン損失はゼロとしている。また、ターンオフ損失についてもスイッチング素子の出力容量に蓄積されるエネルギーに起因する損失はターンオン時の ZVS によって負荷または電源に全て回生されると仮定し、データシート上のターンオフ損失から減算している。ダイオードのリカバリ損失は SiC-SBD が内蔵されている事と自然転流によりゼロ電流でデバイスがオフしていることから十分小さい損失として損失解析においては計上していない。



トランス巻数比とトランス電圧比が一致する昇圧キャパシタ電圧 400 V 時では昇圧比が 1.25 と小さく、図 4 に示すようにトランス電流実効値は 29.9 A となっている。一方、昇圧キャパシタ電圧 480 V の条件では、昇圧比が 1.5 と高くなるため電流実効値が 20.8 A と 400 V の条件より 30.4%低減する。その結果、昇圧キャパシタ電圧 400 V の条件と比較して、480 V の条件では導通損失を 157 W から 65 W と 58%低減している。また、一次側の IGBT 導通損失においても、スイッチング素子を通過する電流が低減されるため、損失は 101 W から 73 W へと低減している。一方で、昇圧比をより高くするとスイッチング周波数もより高くなるため、一次側 IGBT のスイッチング損失は 92.5 W から 105 W へ 13%増加している。

昇圧比をさらに高くした昇圧キャパシタ電圧 500 V の条件では昇圧比が 1.53 であり、480 V の条件と比較すると電流実効値が 20.7 A と 0.5%低減し、トランスの導通損失は 64.2 W と 1.9%低減している。一方、一次側と二次側 IGBT のスイッチング損失は 155 W から 191 W へと 23%増加している。これは、スイッチング周波数の増加が要因である。

#### 4. 実機検証

##### (4-1) 昇圧比変更時の HV モード損失特性

図 7 に入力電圧 320 V、出力電力 6.4 kW 時において従来通りトランス巻数比(37/68)とトランス電圧比(8/15)がほぼ一致する昇圧キャパシタ電圧 400 V、および図 6 の損失解析により決定した昇圧キャパシタ電圧 480 V、500 V での動作波形を示す。ここで、 $v_{Sec}$  は二次側 Hブリッジの出力電圧である。

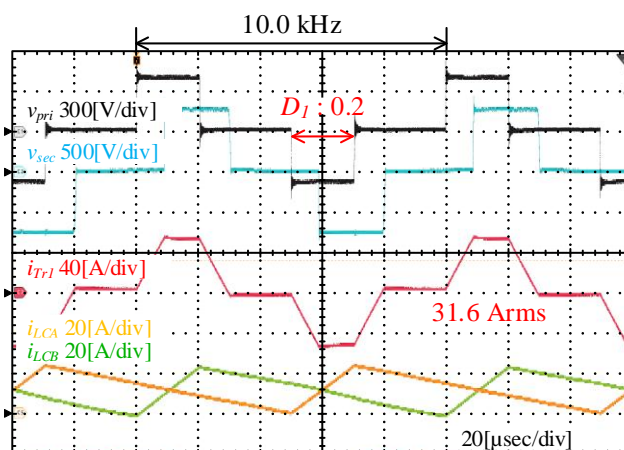
図 7(a)に示す昇圧キャパシタ電圧 400 V 時では、トランス巻数比とトランス電圧比がほぼ一致しているため、一次側と二次側の Hブリッジの出力電圧振幅が同程度となる。これにより、トランス電流ピーク付近では入出力電位差がゼロに近くなることでトランス電流が一定で推移し、台形状となることでトランス電流実効値増加を抑制できる。一方で、入力電圧 320 V に対して昇圧キャパシタ電圧が 400 V であり、昇圧比は 1.25 と小さいため、一次側下アームのオン Duty が小さくなり、結果としてトランス電流実効値は 31.6 A となっている。

図 7(b)は昇圧キャパシタ電圧 480 V 時の動作波形である。昇圧キャパシタ電圧を意図的に高くすることで昇圧比を増加させ、下アームのオン Duty に起因する電流実効値増加を抑制している。このときトランス電流実効値は 20.4 A となり、400 V 時と比較すると 36.6%低減している。

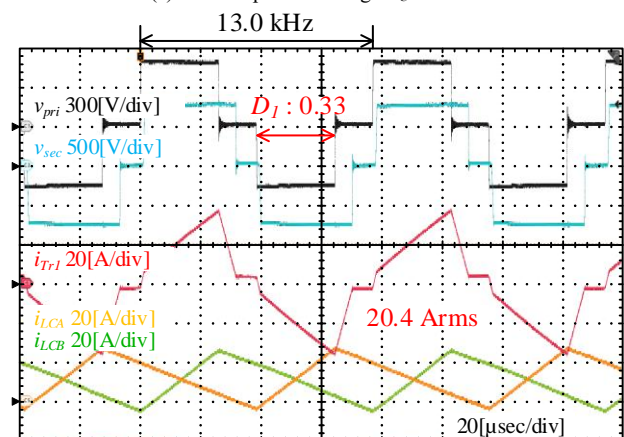
図 7(c)は昇圧キャパシタ電圧 500 V 時の動作波形である。昇圧比をさらに高くすることでトランス電流実効値は 480 V 時と比較して 1.5%増加している。さらに、スイッチング

周波数が 480 V 時と比較して 6.5%増加する事も損失増加の要因と考えられる。

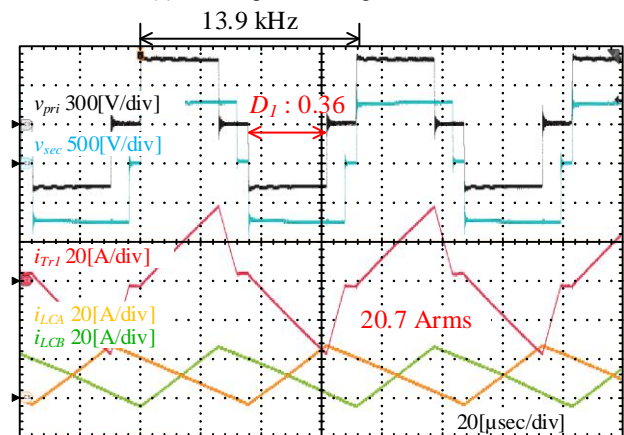
図 8 に入力電圧 320 V、出力電力 6.4 kW 時に昇圧キャパシタ電圧を変化させた際の損失特性を示す。トランス巻数比とトランス電圧比が一致する昇圧キャパシタ電圧 400 V の条件から徐々に電圧を高くすることで損失が低減し、実



(a) Boost capacitor voltage  $V_C$ : 400 V.



(b) Boost capacitor voltage  $V_C$ : 480 V.



(c) Boost capacitor voltage  $V_C$ : 500 V.

Fig. 7. Experimental waveform of each boost capacitor voltage at  $V_{in}=320$  V,  $V_{out}=1500$  V,  $P_{out}=6.4$  kW.

験結果では 460 V で損失が最小になる。このとき、400 V の条件での損失 595 W に対して 363 W と変換器損失は 39.0% 低減する。また、損失解析と比較すると 1.7% で一致している。損失解析では損失が最小となるのは 480 V であり、実験結果との差異がみられる。これは、トランスの鉄損と昇圧インダクタの損失を考慮していないことが誤差の要因と考えられる。さらに、昇圧比を高くすると損失は増加する。これは昇圧比が増加したことでスイッチング周波数が高くなり、スイッチング損失やトランスとインダクタの鉄損が増加したためと考えられる。

#### (4・2) 入力電圧変更時の効率特性

図 9 に入力電圧に対する FCCF-DAB コンバータの効率特性を示す。入力電圧は 150–500 V、入力電流は 0.5p.u.(20 A) とし、動作は FV モード、昇圧キャパシタ電圧を従来通りトランス巻数比とトランス電圧比が一致する 400 V とした従来 HV モード、昇圧キャパシタ電圧を損失解析により決定した提案 HV モードの 3 条件で効率特性を比較する。最大効率は従来 HV モードにおける入力電圧 220 V 時の 95.4% である。従来法である従来 HV モードと FV モードの組み合わせにおいて最も効率が低くなる点は、入力電圧 320 V 時の 92.5% である。

提案 HV モードでは、従来 HV モードの昇圧キャパシタ電圧 400 V から 480 V へ電圧比を高くすることで、入力電圧 320 V 時の効率を 91.8% から 94.5% に改善している。提案 HV モードと従来法を比較すると、入力電圧 270 V–400 V 付近で効率を向上させることができる。また、入力電圧 150–500 V、入力電流 0.5p.u. の条件において全動作点で効率が 93.5% 以上を達成している。

## 5. まとめ

本論文では、昇圧比が極端に低い条件下において効率を改善する手法を提案した。入力電圧 320 V の条件において、HV モードでの昇圧キャパシタ電圧を従来の 400 V から 480 V へ高くすることでトランス電流実効値を 31.6 A から 20.4 A へと 36.6% 低減し、損失を 39% 低減した。また実機検証により、入力電圧 320 V における効率を 92.5% から 94.7% に改善した。今後は、トランスの鉄損、インダクタの鉄損と銅損を考慮し、正確な損失解析を行うことで解析のみで昇圧キャパシタ電圧を設計する手法を検討する。これにより、各動作点における最適な昇圧キャパシタ電圧を適用し更なる高効率化を行う予定である。

## 文 献

(1) H. Heydari-doostabad and T. O'Fonnell : "A Wide-Range High-Voltage-Gain Bidirectional DC-DC Converter for V2G and G2V Hybrid EV charger", IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 69, No. 5, pp. 4718-4729 (2022)

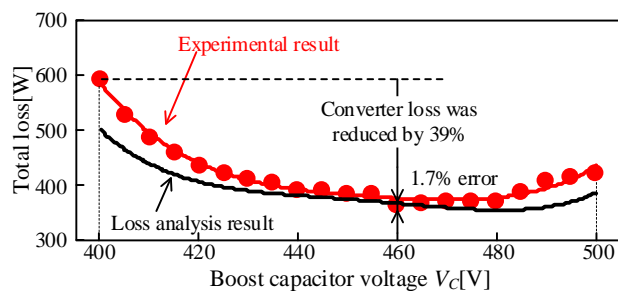


Fig. 8. Loss comparison for changing boost voltage:  $V_{in}$  320 V,  $P_{out}$  6.4 kW.

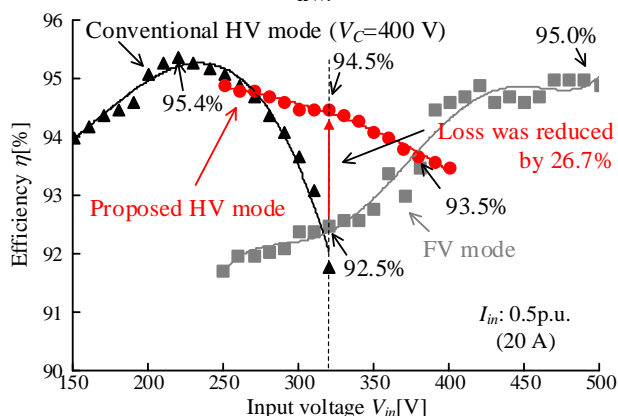


Fig. 9. Efficiency characteristics of each mode :  $I_{in-rated}$  : 0.5p.u. (20 A).

- (2) 石橋卓治, 地道拓志, 森修 : 「大規模洋上風力発電の直郵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. 5, pp. 58-66 (2017)
- (3) F. D. Freijedo, E. Rodriguez-Diaz and D. Dujic : "Stable and Passive High-Power Dual Active Bridge Converters Interfacing MVDC Grids", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 12, pp. 9561-9570, (2018)
- (4) G. Xu, L. Li, X. Chen, Y. Liu, Y. Sun and M. Su : "Optimized EPS Control to Achieve Full Load Range ZVS With Seamless Transition for Dual Active Bridge Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 68, No. 9, pp. 8379-8390 (2021)
- (5) J. Huang, Y. Wang, Z. Li and W. Lei : "Unified Triple-Phase-Shift Control to Minimize Current Stress and Achieve Full Soft-Switching of Isolated Bidirectional DC-DC Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 7, pp. 4169-4179 (2016)
- (6) 比嘉隼, 宅間春介, 日下佳祐, 伊東淳一 : 「広い電圧駆動範囲に対して動作モードを切り替え法を適用した T-type Dual Active Bridge DC-DC コンバータの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 139, No. 4, pp. 388-400 (2018)
- (7) A. F. Martinez, S. B. Monge, J. N. Apruzzese and J. Bordonau : "Operating Principle and Performance Optimization of a Three-level NPC Dual-Active-Bridge DC-DC Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 2, pp. 678-690 (2016)
- (8) Z. Wang and H. Li : "A Soft Switching Three-Phase Current-fed Bidirectional DC-DC Converter with High Efficiency Over a Wide Input Voltage Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 2, pp. 669-684 (2012)
- (9) H. Watanabe, A. Tamagawa and J. Itoh : "Efficiency Improvement of Current-Fed DAB Converter by Triangular Current Mode for Wide Voltage Applications", The 2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022- ECCE-Asia), pp. 1051-1058 (2022)
- (10) T. Ohno, R. Kusui, H. Watanabe, J. Itoh and T. Kataoka : "Wide Range Multi-level DC-DC Converter with TCM for High Voltage Applications", 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023- ECCE-Asia), pp. 941-948 (2023)