

電流三角波モードによる Current-Fed DAB コンバータの高効率動作範囲拡大

玉川 晟* 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Expansion of High Efficiency Operation Range for Current-Fed DAB Converter
with Triangular Current Mode

Akira Tamagawa*, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the high-efficiency operation mode of the Current-Fed Dual Active Bridge (DAB) converter. The four operation modes are compared focused on the boost-inductor current mode and the secondary voltage of the transformer. As a result, the mode that the boost-inductor current is in Triangular current mode (TCM) and secondary bridge output 3-level voltage is the highest efficiency. The validity of the efficiency comparison is confirmed by an experiment with a 2-kW prototype. From these results, the maximum efficiency of the mode with 3-level secondary voltage and TCM is 97.5% at input voltage of 300V, and the minimum efficiency is 97.2% at input voltage of 150V. The results show this mode operates with high efficiency in a wide input voltage range.

キーワード: デュアルアクティブブリッジコンバータ, Current-Fed DAB コンバータ, ゼロ電圧スイッチング
(Dual Active Bridge converter, Current-Fed DAB converter, Zero voltage switching)

1. はじめに

近年, 再生可能エネルギーの大量導入を背景に, DC マイクログリッドや直流配電システムが盛んに研究されている。これらのシステムに適用する双方向絶縁型 DC-DC コンバータの一方式として, Dual Active Bridge コンバータ(以下, DAB コンバータ)がある。DAB コンバータはゼロ電圧スイッチング(以下, ZVS)を達成できるため, 高効率化が期待できる。しかし, 入出力電圧変動が発生した場合には ZVS 動作範囲の制約やトランス 1 次電流実効値の増加などが発生する課題がある⁽¹⁾。

上記の課題に対し, これまでに DAB コンバータをベースとした様々な回路トポロジーが提案されている。その一手法として, マルチレベル回路を各ブリッジに適用した方式が挙げられる⁽²⁾⁻⁽⁵⁾。例えば T 形インバータを用いた構成では, スwitching パターンの自由度を活かして複数のマルチレベル波形を生成することで電圧変動に対して ZVS 範囲を拡大している⁽⁶⁾。しかし, マルチレベル回路の適用は部品点数の大幅な増加が懸念される。一方で, DAB コンバータの高効率駆動の観点では前段に電圧制御用の DC-DC コンバータを接続する 2 ステージ方式がある。これは入力電圧変動に対し, DC-DC コンバータが電圧制御を行うことで DAB を常に高効率動作点で駆動することができる。しかし, 本方式では電力変換回数が増加し, 高効率化には限界があ

る。

2 ステージ方式に対して, 電流形 DC-DC コンバータと DAB コンバータを一体化した Current-Fed DAB コンバータが提案されている。本回路はレグを DAB コンバータと共有化できるため, 2 ステージ方式と比較して部品点数を削減できる。また 2 ステージ方式と比較して電力変換回数を低減することができる⁽⁸⁾。DAB コンバータの直流側にはスイッチング周波数の 2 倍周波数を含む比較的大きなリプル電流が流入する。一方, Current-Fed DAB コンバータは直流部にインダクタを有するため, DAB コンバータ単体と比較して電源に流入するリプル電流を抑制することができる。

Current-Fed DAB コンバータの回路構成として, フルブリッジコンバータのうち片レグを昇圧チョップと統合した方式や, 2 相インターリーブ回路とフルブリッジコンバータを統合した方式などがある。片レグのみを用いた方式においても電源側のリプル電流低減効果は見込めるが, 電流連続モード(Continuous Current Mode : CCM)で駆動した場合, 昇圧部のインダクタが大型化しやすい。一方, 2 相インターリーブ回路では各相においてキャリア位相を 180° 反転させ, 各相のリプル電流を相殺することで, 低インダクタンスでも電源側に流入するリプル電流を抑制することが可能である。

本方式は PN 間に接続されるキャパシタ電圧を制御することで常にトランス電圧比を巻き数比に一致させることが

できる。しかし、電圧制御に伴い上下アームのデューティ指令が変動することで、電力伝送に寄与しない循環電流が流れる動作モードが発生する。特にデューティ指令が 50% から大きく離れる場合、循環電流の増大により導通損失の増加や、ZVS 動作の制限が懸念される。また昇圧チョッパ回路と統合したブリッジ回路のスイッチには DAB コンバータのトランス 1 次電流だけではなく、昇圧インダクタ電流が流入する。CCM で駆動する昇圧チョッパ回路において、下アームスイッチはターンオン直前のデッドタイム期間中に寄生容量を放電できないため、ハードスイッチング動作となる。以上の理由から、Current-Fed DAB コンバータにおいても電圧変動時には効率特性が大きく悪化する可能性がある。

本論文では動作モードに着目した、Current-Fed DAB コンバータの電圧変動時における効率改善手法について検討する。はじめに、昇圧インダクタの電流モードおよび 2 次側ブリッジ出力電圧のレベル数を変更した 4 つの動作モードの理論計算による効率評価を行う。また、昇圧インダクタ電流に電流三角波モードを用いた効率改善手法を提案する。実験結果より、ノミナルの電圧条件時に最高効率 97.5% を達成し、かつ 50% の電圧変動を模擬した場合においても効率が 97.2% となり、提案法の有効性を確認した。以下詳細を報告する。

2. 回路構成および制御方式

図 1 に 2 相インターリーブ型 Current-Fed DAB コンバータの回路図を示す。本回路はインターリーブ昇圧チョッパと DAB コンバータの一次側の H ブリッジ回路を共通化する。PN 間に接続されたキャパシタ電圧を制御することで、電源電圧が変動した場合においてもトランス電圧を昇圧可能な範囲内で常に巻き数比に一致させることができる。

図 2 にキャパシタ電圧の制御ブロック図を示す。本制御では昇圧インダクタ電流制御をマイナーループに有し、PI 制御により、キャパシタ電圧の制御を行う。ここでインターリーブ動作を行うために、基準キャリアと、 180° 位相を反転されたキャリアの 2 つを用いて三角波比較変調を行う。また本制御ではユニポーラ変調動作となるため、トランス一次側電圧はゼロ電圧期間を含む 3 レベル波形となる。

伝送電力の制御には従来の DAB コンバータと同様に位相シフト制御を用いる。一次側および二次側ブリッジ回路のキャリア位相を制御することにより伝送電力を制御する。

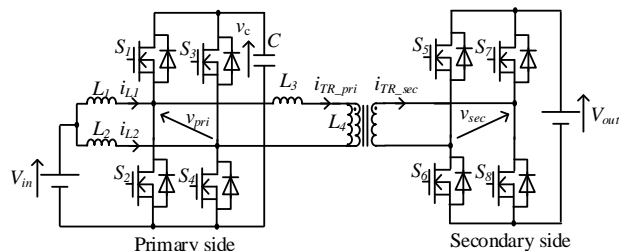


Fig1. Circuit configuration of Current-Fed DAB converter.

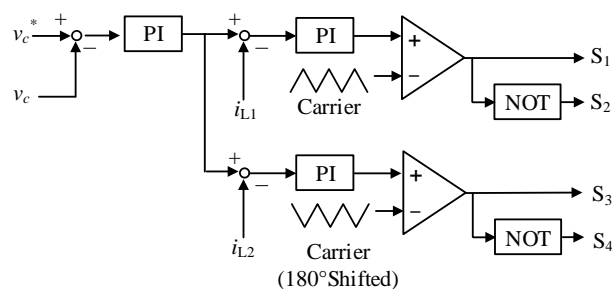


Fig2. Control block diagram of capacitor voltage control.

Table1. Operation mode

	Secondary bridge output voltage v_{sec}	Current mode of boost inductor $i_{L1,L2}$
① $v_{sec}:2Lv., i_{L1,L2}:CCM$	2 Level	CCM
② $v_{sec}:2Lv., i_{L1,L2}:TCM$	2 Level	TCM
③ $v_{sec}:3Lv., i_{L1,L2}:CCM$	3 Level	CCM
④ $v_{sec}:3Lv., i_{L1,L2}:TCM$	3 Level	TCM

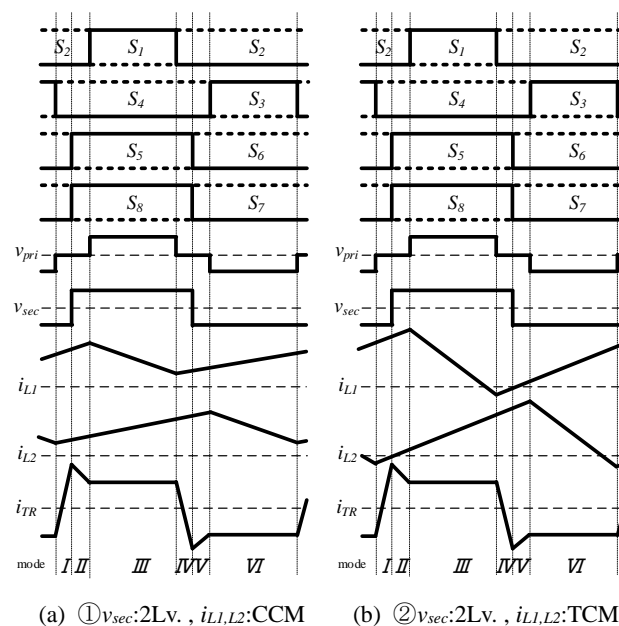


Fig3. Operation Waveform of $v_{sec}:2Lv.$

3. 動作モード

本章ではまず、Current-Fed DAB コンバータにおける各動作モードの比較検討を行う。表 1 に検討する動作モードの組み合わせを示す。本回路では電圧制御に伴い上下アームのデューティ指令が変動する。トランスの片磁を防止するために、一次側ブリッジはゼロ電圧期間を含む 3 レベル動作とし、ゼロ電圧期間を調整することで電圧時間積を調整する。一方で、2 次側ブリッジには出力電圧レベルに 2 レベル、もしくは 3 レベルの 2 つの自由度がある。また、昇圧インダクタの電流モードとしては、常に連続となる電流連続モード(CCM)が一般的に採用される。しかし CCM で駆動した場合、下アームはハードスイッチング動作となる。一方で、電流三角波モード(TCM)ではリップル電流を許容することで ZVS 動作が実現できる。本章では二次側ブリッジの出力レベル、昇圧インダクタの電流モードに着目し、各動作モードの電流実効値と ZVS 範囲について述べる。

〈3.1〉①出力電圧 2 レベル、および CCM 適用時の動作モード

図 3 (a) に 2 次側ブリッジ出力電圧を 2 レベル、昇圧インダクタ電流を CCM とする動作モードの定常波形を示す。本動作モードは PWM 制御で駆動しているため一定周波数駆動である。本動作モードでは、スイッチング 1 周期に対して 6 つのスイッチングモードを有する。なお、トランス 1 次電流は交流波形となるため、スイッチング 1/2 周期(モード I, モード II およびモード III)の範囲で解析することでトランス電流実効値は以下の式で表される。なお、 $\omega = 2\pi f_{sw}$ とする。

$$I_{TR_RMS} = \sqrt{\frac{N^2 V_{out} (\pi - \pi(2D-1)(2\delta - \pi(2D-1)^2))}{4\pi L_3^2 \omega^2}} \quad \dots\dots (1)$$

ここで D は 1 次側ブリッジの下アームスイッチのオンデューティであり、(2)式で定義する。

$$D = \frac{NV_{out} - V_{in}}{NV_{out}} \quad \dots\dots (2)$$

次に ZVS 動作について述べる。ZVS 動作は、スイッチング素子を通る電流がターンオン直前のデッドタイム期間中に放電方向に流れることで成立する。2 次側ブリッジについては DAB コンバータと同様にトランス 1 次電流から ZVS 条件を導出できる。本動作モードでは、電源電圧変動が発生した場合においても、常に 2 次側ブリッジの ZVS 動作を達成できる。

一方で、1 次側ブリッジにはトランス 1 次電流に加え、昇圧インダクタ電流が流れるため、トランス 1 次電流と昇圧インダクタ電流を含めた ZVS 動作範囲の検討が必要であ

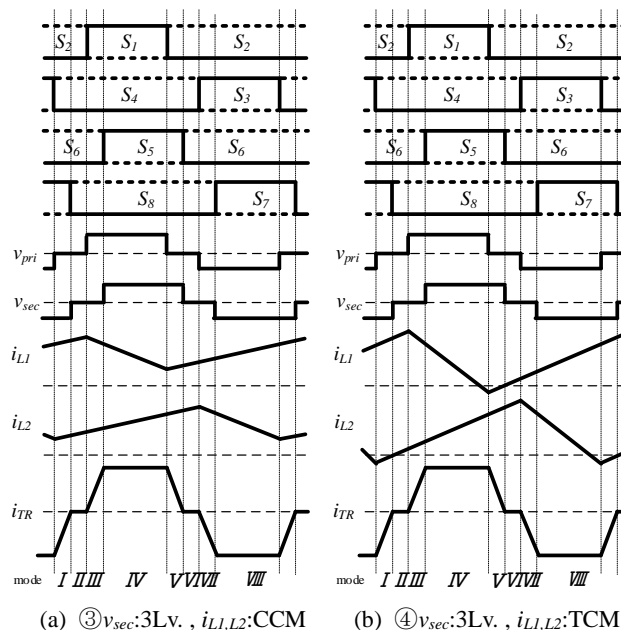


Fig4. Operation Waveform of $v_{sec}:3Lv$.

る。1 次側上アームスイッチング素子 S_1, S_3 では、ターンオン時に昇圧インダクタ電流がスイッチ寄生容量の放電方向に流れるため、常に ZVS 動作が可能である。しかし、1 次側下アームスイッチ S_2, S_4 においては、ターンオン時に昇圧インダクタ電流がスイッチ寄生容量の充電方向に流れるため、ZVS 動作範囲が制限される課題がある。

〈3.2〉②出力電圧 2 レベル、および TCM 適用時の動作モード

図 3 (b) に 2 次側ブリッジ出力電圧を 2 レベル、昇圧インダクタ電流を TCM とする動作モードの定常波形を示す。本動作モードは PFM 制御で駆動しており、昇圧インダクタ電流のボトム値が負の値になるようにスイッチング周波数が変化する。本動作モードも、スイッチング 1 周期に対して 6 つのスイッチングモードを有し、(1)式で導出できる。

次に ZVS 動作について述べる。2 次側ブリッジのスイッチング素子、1 次側上アームスイッチング素子 S_1, S_3 では、〈3.1〉と同様に電源電圧変動発生時においても、常に ZVS 動作を達成できる。一方、1 次側下アームスイッチング素子 S_2, S_4 では、ターンオン時に昇圧インダクタ電流をスイッチング素子の寄生容量の放電方向に流すことで、ZVS 動作が可能となる。

〈3.3〉③出力電圧 3 レベル、および CCM 適用時の動作モード

図 4(a) に 2 次側ブリッジ出力電圧を 3 レベル、昇圧インダクタ電流を CCM とする動作モードの定常波形を示す。本動作モードも 〈3.1〉と同様、一定周波数駆動である。本動

作モードでは、スイッチング 1 周期に対して 8 つのスイッチングモードを有する。トランス 1 次電流実効値は〈3.1〉と同様に計算することで求められ、以下の式で表される。

$$I_{TR_RMS} = \frac{NV_{out}}{\omega L_3} \sqrt{\frac{1}{3}(2D-1)^3 \pi^2 - (2D-1)^2 \delta \pi + \delta^2 - \frac{2}{3} \frac{\delta^3}{\pi}} \quad (3)$$

次に ZVS 条件について述べる。二次側ブリッジの ZVS 条件は〈3.1〉と同様にトランス 1 次電流から ZVS 条件を導出できる。本動作モードでは昇圧比 α がノミナル値から離れた電圧条件では以下のように、2 次側ブリッジのスイッチング素子でもハードスイッチングする課題がある。

$$\cdot \alpha (= \frac{NV_{out}}{V_{in}}) \gg 2 \quad \text{・ 上アームハードスイッチング}$$

$$\cdot \alpha (= \frac{NV_{out}}{V_{in}}) \ll 2 \quad \text{・ 下アームハードスイッチング}$$

1 次側ブリッジの ZVS 動作は(3.1)と同様にトランス 1 次電流と昇圧インダクタ電流から考えられる。本動作モードでも〈3.1〉と同様、1 次側上アームのスイッチング素子は ZVS 動作が可能であるが、1 次側上アームのスイッチング素子は ZVS 範囲が制限される課題がある。

〈3.4〉提案法(④出力電圧レベル 3 レベル、および TCM 適用時の動作モード)

図 4(b)に提案動作モードの定常波形を示す。本提案動作モードは 1 次側下アームスイッチング素子の ZVS 動作が可能な昇圧インダクタ電流の TCM 動作、トランス 1 次電流実効値の低減が可能な出力電圧 3 レベルで動作する。そのため、最も高効率動作が期待できる。本動作モードも〈3.2〉と同様、スイッチング周波数が変化し、昇圧インダクタ電流のボトム値は常に負の値となる。本動作モードも、スイッチング 1 周期に対して 8 つのスイッチングモードを有し、トランス 1 次電流実効値は(3)式で導出できる。

次に ZVS 条件について述べる。2 次側ブリッジのスイッチング素子は〈3.3〉と同様であり、昇圧比 α がノミナル値から離れた電圧条件では 2 次側ブリッジのスイッチング素子でもハードスイッチングする課題がある。また、1 次側上アームスイッチング素子 S_1 , S_3 でも、〈3.3〉と同様に電源電圧変動発生時においても、常に ZVS 動作を達成できる。一方、1 次側下アームスイッチング素子 S_1 , S_3 では、ターンオン時に昇圧インダクタ電流をスイッチング素子の寄生容量放電方向に流すことで、ZVS 動作が可能となる。

4. 各動作モードにおける損失評価

本章では各動作モードにおける Current-Fed DAB コンバータと DAB コンバータの損失を評価する。表 2 に効率計

Table2. Efficiency calculation condition

Element	Symbol	Value
Input power	P_{in}	3 kW
Switching frequency	f_{sw}	(DAB)50 kHz (CF-DAB)300 kHz
Input voltage	V_{in}	150-450 V
Output voltage	V_{out}	300 V
Turn ratio	N	(DAB) $N_1:N_2=1:1$ (CF-DAB) $N_1:N_2=2:1$
Leakage inductor	L_3	37.5 μ H
Boost inductor	L_1, L_2	(DAB)なし (CF-DAB)500 μ H
Magnetizing inductance	L_4	6 mH
Capacitor	C	650 μ F
MOS FET		SCT3040KL

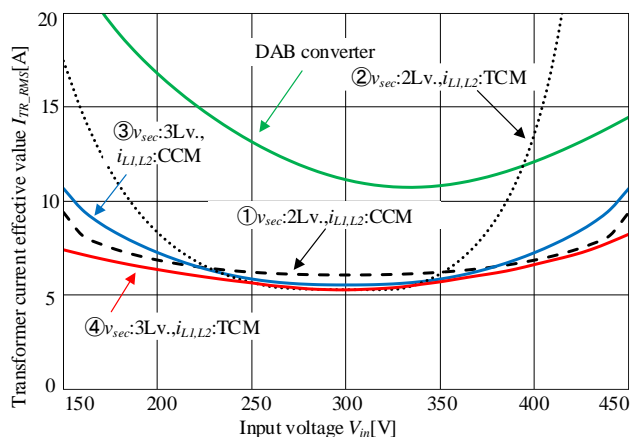


Fig.5 Transformer current effective value with input voltage.

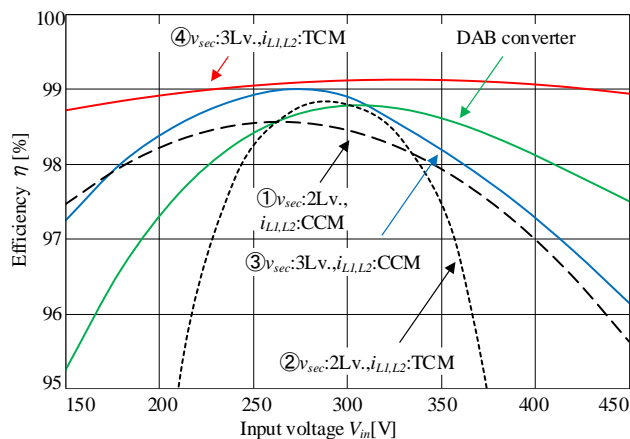


Fig.6 Efficiency curve with input voltage.

算の回路条件を示す。なお、本論文では各スイッチング素子のスイッチング損失、および導通損失のみ評価する。導通損失は 3 章で求めた(1)および(3)式のトランス 1 次電流実効値とスイッチング素子のオン抵抗から計算できる。また、スイッチング損失はデータシートの E_{on} , E_{off} 曲線を線形近似し、スイッチング周波数を乗じることで計算した。なお、DAB コンバータおよび Current-Fed DAB コンバータはターンオン直前のデッドタイム期間中にスイッチング素子の

寄生容量を放電することで ZVS を達成することが可能である。そのため、ZVS 動作達成時にはターンオン時のスイッチング損失はゼロとした。

まず、(1), (3)式より図 5 に各動作モードのトランス 1 次電流実効値を示す。トランス 1 次電流実効値は④ $v_{sec} : 3Lv.$, $i_{L1,L2}$:TCM の動作モードが最も小さくなる結果が得られた。また、③ $v_{sec} : 3Lv.$, $i_{L1,L2}$:CCM, ① $v_{sec} : 2Lv.$, $i_{L1,L2}$:CCM の動作モードでも、一般的な DAB コンバータに対して全入力電圧条件で低減効果を確認した。

しかし、② $v_{sec} : 2Lv.$, $i_{L1,L2}$:TCM では入力電圧 V_{in} が 400V を超えた電圧条件においてトランス 1 次電流実効値が増加する結果が得られた。これは、1 次側下アームスイッチング素子のターンオン時のトランス 1 次電流が寄生容量の充電方向かつ電流値が大きいためである。そのため、ZVS に必要な昇圧インダクタ電流の負のボトム値が増加し、スイッチング周波数の低下および無効電力が増加したことが考えられる。

図 6 に各動作モードおよび DAB コンバータの効率曲線を示す。効率は④ $v_{sec} : 3Lv.$, $i_{L1,L2}$:TCM が最も高効率な結果が得られ、全入力電圧条件で DAB コンバータより高効率となった。入力電圧 $V_{in}=150V$ 時の理論効率は 98.7%であり、DAB コンバータに対して効率を 3.0%改善した。

5. 実機検証

本章では提案動作モードの有用性を確かめるため、定格 2kW のミニモデルでの実機検証を行う。表 3 に実験条件を示す。

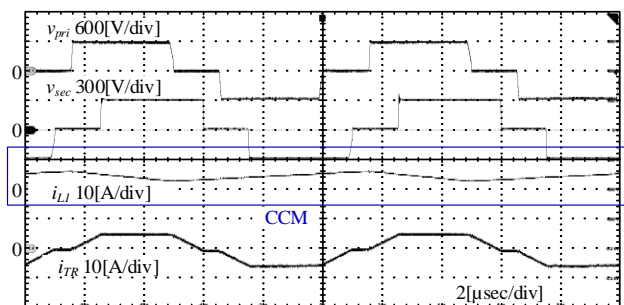
図 7 に入力電圧 $V_{in}=200V$ 時の動作波形を示す。図 7(a) では昇圧インダクタ電流が連続となり、CCM 動作となっていることがわかる。また、図 7(b)では昇圧インダクタ電流が負電流期間を含む三角波状に制御されており、TCM 動作となっている。

図 8 に入力電圧 $V_{in}=350V$ 時の動作波形を示す。図 8 でも図 7 と同様に、図 8(a)では昇圧インダクタ電流が連続となり、CCM 動作となっていることがわかる。また、図 8(b)では昇圧インダクタ電流が負電流期間を含む三角波状に制御されており、TCM 動作となっている。

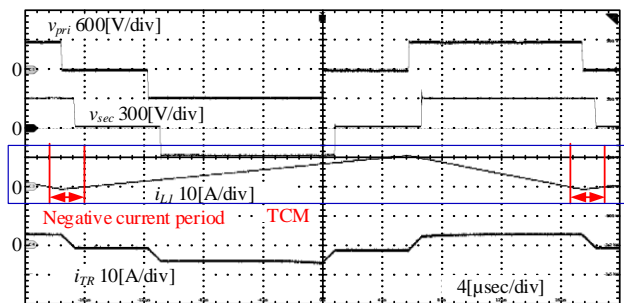
図 9 に効率特性を示す。従来の CCM 動作③では昇圧比 α がノミナル値 $\alpha=2$ 付近の電圧条件では高効率で動作し、 $V_{in}=300V$ 時の効率は 97.3%となった。しかし、ノミナル値から離れた電圧条件では、入力電圧 $V_{in}=450V$ 時の効率は 94.1% , $V_{in}=150V$ 時の効率は 95.6%となり、効率の低下が確認できる。一方、提案動作モード④では入力電圧 $V_{in}=300V$ 時に最高効率 97.5%を取得し、 $V_{in}=150V$ 時の最低効率も 97.2%と幅広い電圧範囲で高効率動作ができていることを確認した。

Table3. Experimental condition

Element	Symbol	Value
Input power	P_m	2 kW
Switching frequency	f_{sw}	③100 kHz ④18.8-49.0 kHz
Input voltage	V_{in}	150-450 V
Output voltage	V_{out}	300 V
Turn ratio	N	$N_1:N_2=2:1$
Leakage inductor	L_3	105 μ H
Boost inductor	L_1,L_2	390 μ H
Magnetizing inductance	L_4	6 mH
Capacitor	C	650 μ F
Dead-time	T_d	400 ns
MOS FET		SCT3040KL



(a) ③ $i_{L1,L2}$:CCM , v_{sec} :3Lv.



(b) ④ $i_{L1,L2}$:TCM , v_{sec} :3Lv.

Fig.7 Operation waveform at input voltage of 200V

6. まとめ

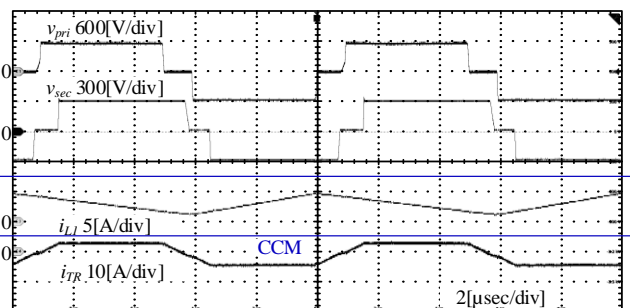
本稿では Current-Fed DAB コンバータの昇圧インダクタ電流の電流モードと 2 次側ブリッジ出力電圧のレベル数を変更した 4 つの動作モードと一般的な DAB コンバータの効率計算および比較評価を行った。その結果、④ $v_{sec} : 3Lv.$, $i_{L1,L2}$:TCM の動作モードが最も高効率であり、検討した全入力電圧範囲で一般的な DAB コンバータに対して高効率動作する結果を確認した。

また、③ $v_{sec} : 3Lv.$, $i_{L1,L2}$:CCM 動作モードと④ $v_{sec} : 3Lv.$, $i_{L1,L2}$:TCM 動作モードの定格 2kW ミニモデルでの実機検証を行い、任意の電力伝送および昇圧インダクタ電流の電流モード(CCM, TCM)になる動作を確認した。効率曲線では、

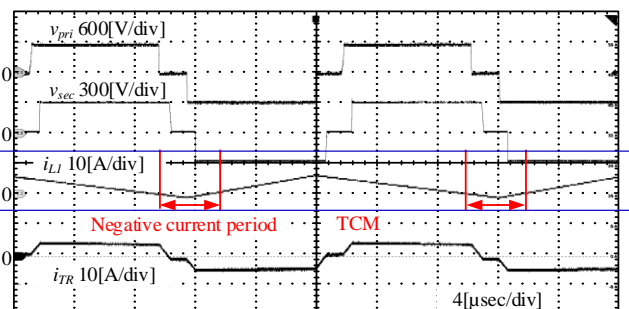
③ $v_{sec}:3Lv.$, $i_{LL,L2}:CCM$ 動作モードでは昇圧比 $\alpha=2$ がノミナル値付近の電圧条件では高効率で動作するが、ノミナル値から離れた電圧条件では効率が低下を確認した。
④ $v_{sec}:3Lv.$, $i_{LL,L2}:TCM$ 動作モードでは入力電圧 $V_{in}=300V$ 時に最高効率97.5%を取得し、 $V_{in}=150V$ 時の最低効率も97.2%と幅広い電圧範囲で高効率動作ができていることを確認した。今後は負荷条件を変えた実験を行い、軽負荷時の動作および効率を評価する予定である。また、インダクタやトランス、キャパシタの損失を考慮した理論計算を行い、損失分離を行う。また、パルス周波数制御(PFM)の実装を行う予定である。

文 献

- (1) Kheraluwala M.N, et.al : IEEE Trans. I.P., Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301 (1992)
- (2) P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart, J. W. Kolar: "Bidirectional Isolated Non-Resonant DAB DC - DC Converter for Ultra-Wide Input Voltage Range Applications", PEAC2014, 2014
- (3) A. K. Jain and R. Ayyanar, "Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1215-1227, 2011.
- (4) Ralph M. Burkart, Johann W.Kolar: "Comparative Efficiency-power density-costs Pareto Optimization of Si and SiC Multi-Level Dual Active Bridge Topologies with Wide Input Voltage Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.32, No.7, pp.5258-5270, 2017
- (5) G. Xu, D. Sha, Y. Xu, X. Liao: "Hybrid-Bridge-Based DAB Converter With Voltage Match Control for Wide Voltage Conversion Gain Application", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 2, pp. 1378-1388, 2018
- (6) 比嘉隼,伊東淳一,"広い電圧駆動範囲に対して動作モード切り替え法を適用した T-type Dual Active 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(2019)
- (7) Jing Guo, Hua Han, Guo Xu, Zhiqiang Cai, Hui Wang, Yao Sun, and Mei Su : "Design Considerations for PPS Controlled Current-Fed DAB Converter to Achieve Full Load Range ZVS with Low Inductor RMS Current", 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 5971-5975(2020)
- (8) 玉川晟,渡辺大貴,伊東淳一,"昇圧チョッパを内包したワンコンバータ型 DAB コンバータの実機検証",電気学会東京支部新潟支所研究発表会(2020)



(a) ③ $i_{LL,L2}:CCM$, $v_{sec}:3Lv.$



(b) ④ $i_{LL,L2}:TCM$, $v_{sec}:3Lv.$

Fig.8 Operation waveform at input voltage of 350V

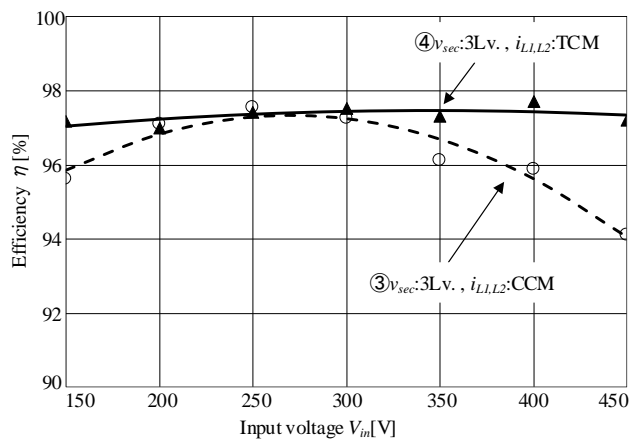


Fig.9 Efficiency curve with input voltage