

# 電流三角波モードを適用したフライングキャパシタ Current-Fed DAB コンバータの動作領域拡大

大野 貴志\* 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Expansion Method of Operating Area for Flying Capacitor Type Current-Fed DAB Converter  
using Triangular Current Mode

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

This paper proposes a control method of Triangular Current Mode (TCM) with the switchover of full-bridge (FB) and half-bridge (HB) modes for a multi-level current-fed Dual Active Bridge (DAB) converter to realize the wide voltage operations. TCM provides Zero Voltage Switching (ZVS) and lower inductor RMS current to improve the conversion efficiency. However, the operating range in TCM is limited by the switching frequency of switching devices. This paper expands the operating range using full-bridge and half-bridge modes of multi-level current-fed DAB converter. In experimental results, the TCM achievement over the entire load range in the input voltage of 320V. In addition, The TCM operation range is extended by 30% compared to that using the current-fed DAB converter of not multi-leveled.

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, ワイドレンジ, マルチレベル, DC-DC  
(Dual Active Bridge converter, Current-Fed DAB, wide range, multi-level, DC-DC)

## 1. はじめに

高圧直流バスと各種再生エネルギー源を連系する電力変換器として絶縁型 DC-DC コンバータが広く検討されている<sup>(1)-(3)</sup>。その中で Dual Active Bridge(DAB)コンバータは以下の特徴により注目されている。

- 1) シンプルな回路構成
- 2) 高周波トランスによるガルバニック絶縁
- 3) ゼロ電圧スイッチング(ZVS)によるスイッチング損失低減

一方で、DAB コンバータは電圧比と高周波トランスの巻数比が一致しない条件では、ハードスイッチング動作領域となり、かつトランス電流実効値が増加するため効率が悪化する課題がある。また入出力のリプル電流が増大し、DC リンクキャパシタが大型化するという課題もある。再生可能エネルギーは発電状況に応じて常に電圧が変動するため、絶縁型 DC-DC コンバータには幅広い電圧条件下で高効率な電力変換を実現することが要求される。

この課題に対して、変調方式に着目した DAB コンバータの効率改善、および電力密度向上に関する研究が盛んに行われている。特に ZVS 範囲を拡大するための変調方式<sup>(4)</sup>や、損失モデルに基づく高効率変調方式<sup>(5)</sup>、および無効電力を最小化する変調方式<sup>(6)</sup>が検討されている。しかし、多くの論文では電圧比と巻数比が一致しない条件では十分な検討がな

されていない。

そこで、キャパシタのリプル電流抑制の観点から、Current-Fed DAB コンバータが注目されている<sup>(7)-(8)</sup>。Current-Fed DAB コンバータは、直流側に接続されているインダクタによってリプル電流を大幅に低減できる。また、昇圧キャパシタ電圧制御を適用することで入出力電圧比を常に巻数比に調整可能である。しかし、電圧制御を適用した際はデューティが昇圧比に応じて変動する。その結果、昇圧インダクタ電流が寄生容量を充電する方向に流れるため、ハードスイッチングし、効率が低下する。この問題に対して、電流三角波モード(TCM: Triangular Current Mode)を適用した Current-Fed DAB コンバータが提案されている<sup>(9)</sup>。TCM はインダクタに負電流を流すことでスイッチング素子の寄生容量を放電でき、新たに部品を追加することなく ZVS を達成できる。

しかし、TCM は伝送電力に応じてスイッチング周波数が変化する特徴があり、特に軽負荷条件においてスイッチング周波数が上昇する。数百 kW クラスの大電力 DC-DC コンバータでは、高電圧・高電力の IGBT モジュールが一般的に用いられるが、IGBT はスイッチング速度が遅く、高いスイッチング周波数での動作が困難である。その結果、TCM を用いた制御ではスイッチング周波数によってその動作領域が制限される。

本論文では、広い入力電圧範囲の大電力 DC-DC コンバータを用いた TCM 駆動法を提案する。本論文の特徴は、入力

電圧と伝送電力に応じてフルブリッジ(FB)モードとハーフブリッジ(HB)モードを切り替えることでトランス印加電圧を変化させられることである。また、フライングキャパシタ(FC)方式のマルチレベルコンバータと Current-Fed DAB コンバータを組み合わせることにより、高電圧 DC 出力に接続した場合、各スイッチングデバイスに印加される電圧を半減でき、低耐圧デバイスを使用できる。さらに、マルチレベルコンバータのフルブリッジとハーフブリッジのモードによりトランス印加電圧を調整することで、Current-Fed DAB コンバータのスイッチング周波数を低減できる。本論文では定格 5kW のミニモデル試作機を用い、HB モードで動作させることでスイッチング周波数を上げずに、軽負荷領域の TCM 動作を達成できることを確認したので、報告する。

## 2. 回路構成

図 1 にフライングキャパシタ形マルチレベルコンバータを用いた Current-Fed DAB コンバータを示す。1 次側コンバータは、インターリーブ昇圧チョップと DAB コンバータの 1 次側 H ブリッジ回路を組み合わせた構成である。本回路は昇圧キャパシタ電圧を用いることで DAB コンバータの入出力電圧比を常にトランスの巻数比に一致させることができる。

図 2 に制御ブロック図を示す。また、 $\delta$  は 1 次側、2 次側のブリッジ間の位相シフト角である。図 2(a)より、昇圧インダクタ電流制御をインナーループに有したフィードバック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  $180^\circ$  位相を反転したキャリアの 2 つを用いて三角波比較変調を行う。これにより各相のインダクタ電流リップルが相殺され、直流電源側のリップル電流が大幅に低減できる。さらに、TCM 制御による ZVS を実現するために、可変キャリア周波数制御を適用する。周波数をリップル電流に応じで調整することで負電流を生成し ZVS 動作を行う。

一方、2 次側の高電圧 DC 側回路は  $3L_v$  のフライングキャパシタ形マルチレベルコンバータを採用することで各素子の印加電圧を低減する。ここで、マルチレベルコンバータは出力電圧の最大値が  $NV_{out}$  の FB モードと最大値が  $NV_{out}/2$  の HB モードの 2 つの動作が可能である。

図 2(b)に FB モード時におけるマルチレベル回路の制御ブロック図を示す。FB モードでは各アーム 2 つのスイッチがそれぞれ同期して動作しており、レグ間の位相差は  $180^\circ$  である。

図 2(c)に HB モード時におけるマルチレベル回路の制御ブロック図を示す。FB モードとの違いはトランスに印加される電圧である。HB モードでは、各アーム間のキャリア位相差が  $180^\circ$  で動作している。さらに、キャリア周波数が 1

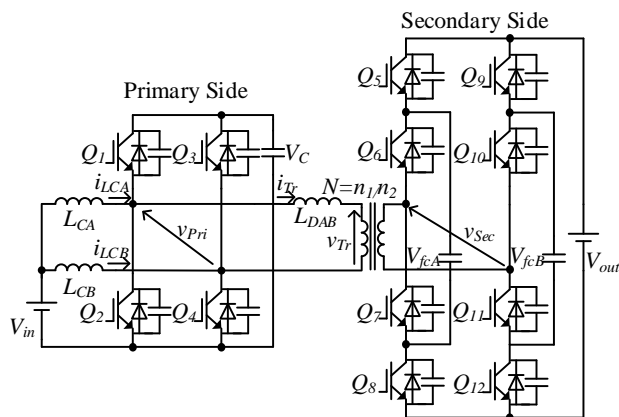
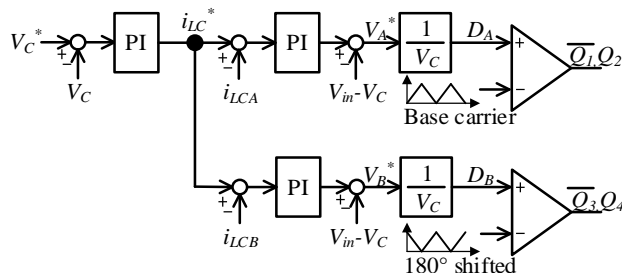
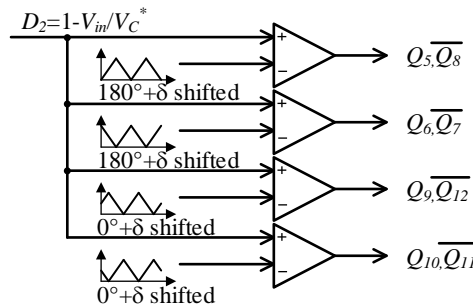


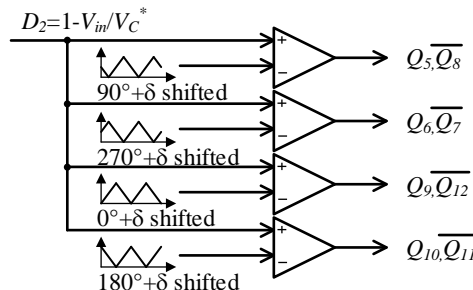
Fig. 1. Circuit configuration of Current-Fed DAB Converter with flying capacitor multi-level converter.



(a) Primary side operation diagram



(b) Secondary side operation diagram of FB-mode



(c) Secondary side operation diagram of HB-mode

Fig. 2. Control block diagram of proposed circuit.

次側キャリア周波数の半分で動作する。これは、フライングキャパシタの中間電圧をトランスに印加するスイッチングの組み合わせがフライングキャパシタを充電するモード、放電するモードの2種類あるためである。

図3にHBモードの1次側、2次側のスイッチングタイミングを示す。2次側のキャリア周波数は1次側のキャリア周波数の半分で動作している。これは、フライングキャパシタ電圧を一定に保つためであり、フライングキャパシタに電荷を充電するモードと放電するモードが交互に動作している。なお、2次側回路は1素子のスイッチング周波数が半分になるがトランスから見た2次側インバータの等価スイッチング周波数は1次側周波数と同期している。

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。ブリッジ間の位相シフト角と伝送電力の関係は(1)式で表される。

$$P_{Tr} = \frac{V_C^2}{2\pi^2 f_s L_{DAB}} \left( -\frac{1}{2} \delta^2 + 2\pi D \delta \right) \therefore (D < 0.5) \quad (1)$$

$$P_{Tr} = \frac{V_C^2}{2\pi^2 f_s L_{DAB}} \left( -\frac{1}{2} \delta^2 + 2\pi(1-D)\delta \right) \therefore (D > 0.5)$$

ここで、 $P_{Tr}$ は伝送電力、 $V_C$ は昇圧キャパシタ電圧、 $f_s$ はスイッチング周波数、 $L_{DAB}$ はDABコンバータの直列インダクタとトランスの漏れインダクタの和、 $D$ は1次側Hブリッジのアーム下側スイッチのオンデューティである。伝送電力は1次側及び2次側ブリッジ間のキャリア位相差で制御する。また、 $D$ は(2)式で定義している。

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_C} \quad (2)$$

### 3. TCM 動作範囲拡大法

#### 〈3・1〉電流三角波モード

図4に1次側Hブリッジコンバータのスイッチング波形を示す。一般的なDABコンバータのスイッチングデューティは0.5で駆動されるが、Current-Fed DABコンバータはトランス電圧と巻数比が一致するように昇圧キャパシタ電圧を制御するため、スイッチングデューティは昇圧比に応じて変化する。さらに、TCM動作を実現するために可変のスイッチング周波数で制御を行う。重負荷時はスイッチング周波数を下げ昇圧インダクタのリプル電流を大きくすることでTCM動作を達成する。また、軽負荷時にはスイッチング周波数を高くすることでリプル電流を小さくし、最小限の負電流でZVSするように調整する。

しかしながら、スイッチング周波数は使用するデバイスの性能によって制約を受ける。その結果、より高周波スイ

チングが必要な軽負荷領域でTCM動作を実現することは困難である。この問題を解決するために、FBモードとHBモードの2つのモードを用いて軽負荷領域のTCM動作範囲を拡大する。

#### 〈3・2〉フルブリッジ(FB)モード

図5に提案回路のFBモードとHBモードの定常動作時の波形を示す。FBモードの特徴は2次側マルチレベル回路の各アームのスイッチが同期してスイッチングすることであり、動作としては一般的なHブリッジインバータと同じである。また、入力電力とスイッチング周波数の関係は(3)式で表される。

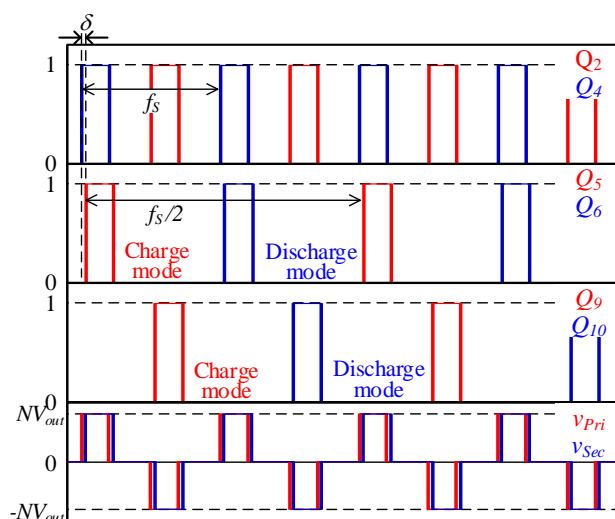


Fig. 3. Switching waveforms with HB-mode.

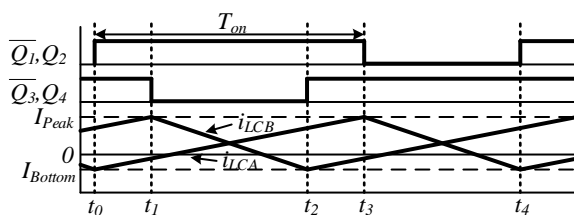


Fig. 4. Switching waveforms with TCM operation.

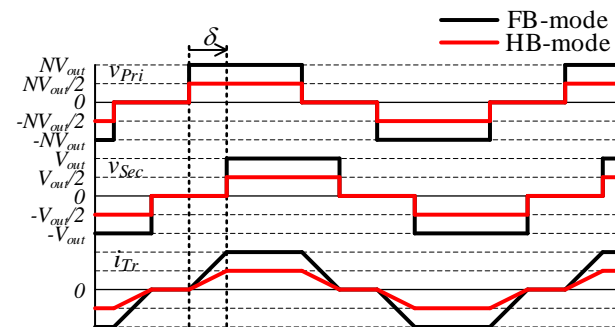


Fig. 5. Operation waveform with the FB and HB modes.

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2 D}{L_C f_s} + 2V_{in} I_{Bottom} \quad (3)$$

ここで、 $I_{Bottom}$ は昇圧インダクタのボトム電流、 $V_{in}$ は入力電圧、 $L_C$ は昇圧インダクタンス、 $P_{in}$ は入力電力である。また、FBモードの入力電力は(2)-(3)式より(4)式となる。

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{L_C} \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}}\right) + 2V_{in} I_{Bottom} \quad (4)$$

ここで、 $N$ はトランスの巻数比( $n_1/n_2$ )、 $V_{out}$ は出力電圧である。(4)式において、自由度のあるパラメータはスイッチング周波数のみである。また、スイッチング周波数を変化させることによって昇圧インダクタ電流リップルを調整しTCM動作を維持している。しかし、軽負荷時にはスイッチング周波数が増大するがスイッチング周波数は使用する IGBT の性能により制限される。

### 〈3・3〉 ハーフブリッジ(HB)モード

図5にHBモードの定常動作波形を示す。このモードの特徴はフライングキャパシタ電圧をトランスに出力することであり、出力電圧の半分の電圧がトランスに印加される。また、HBモードの入力電力は、(3)式より(5)式で表される。

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{L_C} \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}/2}\right) + 2V_{in} I_{Bottom} \quad (5)$$

(5)式では、トランス電圧のピーク値は  $NV_{out}$  から  $NV_{out}/2$  へと切り替わる。FBモードとHBモードを比較するとHBモードの(5)式の分子が小さくなり、FBモードと同じ動作条件においてHBモードを適用することで入力電力が減少することを表している。言い換えると、FBモードではTCM動作が実現できない軽負荷領域においてHBモードを適用することでTCM動作を実現できることを表している。

### 〈3・4〉 FBおよびHBモードにおけるTCM動作範囲

TCM動作は可変周波数制御を用いた三角波変調により実現する。TCMでは、デッドタイム期間中にわずかに負電流を流すことでスイッチング素子の寄生容量を放電しZVSを達成する。この時必要な昇圧インダクタのボトム電流は(6)式で表される。

$$I_{Bottom} = \frac{C_{OES} V_C}{T_d} \quad (6)$$

ここで、 $C_{OES}$ は寄生容量、 $T_d$ はデッドタイムである。この時、 $I_{Bottom}$ は寄生容量から十分に放電する値に設定する。

TCMは可変周波数によって制御され、伝送電力が低い場合はスイッチング周波数が上昇する。それに対して、1次側H-ブリッジの下アームスイッチング素子のデューティを下げ、スイッチング周波数の上昇を抑制している。つまり、この回路に提案手法のHBモードを適用することで、軽負荷時のスイッチング周波数を低減しTCM動作範囲を拡大できる。

図6にFBモード、HBモードのTCM動作領域と入力電圧、入力電力の関係を示す。FBモードでは、30kHzの周波数制限により、軽負荷条件ではTCM動作が実現できていない。一方、HBモードでは、75Vから180Vの条件において、軽負荷領域のTCM動作が達成されている。具体的には、入力電圧320Vの条件においては、0kW~4.4kWまで30%の動作範囲を拡大した。

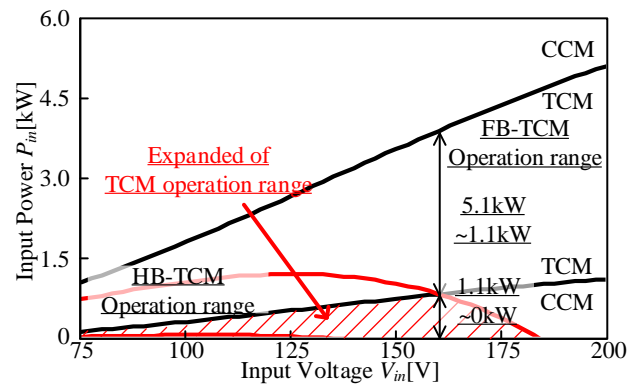


Fig. 6. Operation range of current-fed DAB converter with TCM operation.

Table1. Experimental condition.

Element	Symbol	Value
Rated Power	$P_{rated}$	5kW
Switching Frequency	$f_s$	10-30kHz
Input Voltage	$V_{in}$	75-200V
Output Voltage	$V_{out}$	750V
Tum Ratio	$N$	$n_1:n_2=8:15$
Primary Tum	$n_1$	156turn
Secondary Tum	$n_2$	83turn
Leakage Inductor	$L_{DAB}$	68.5μH
Boost Inductor	$L_C$	250μH
Magnetizing Inductor	$L_{Mg}$	48mH
Dead-time	$T_d$	1μs
Hybrid-SiC Modules		CMH150DY-24NFH

#### 4. 実験結果

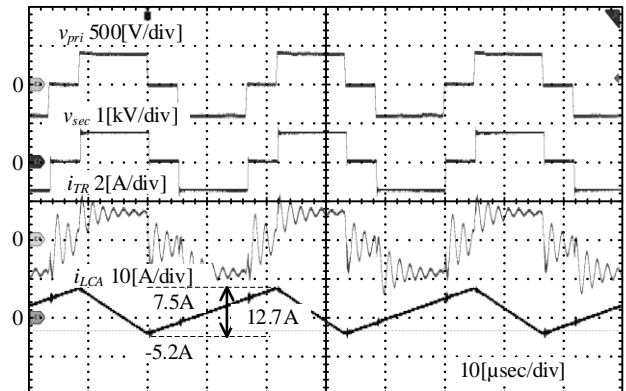
本章では、表 1 に示す実験条件を用いて入力電圧 75V~200V, 定格 5kW の試作機により提案法の有効性を検証する。

図 7 に FB-mode と HB-mode の動作波形を示す。図 7(a) は入力電圧 140V, 出力電圧 750V, 伝送電力 500W 時の FB 動作波形である。また、昇圧インダクタ電流はスイッチング周波数制限の影響でピーク電流は 7.5A, ボトム電流は -5.2A となっている。さらに、昇圧インダクタ電流の実効値は 3.75A, トランス電流実効値は 1.38A である。また、トランス電流に大きなリングングが重畳しているが、これはトランスの巻線間容量, 漏れインダクタンス等の影響により共振しているものと考えられる。FB モードではスイッチング周波数が 30kHz に対して作製したトランスの共振周波数は 40kHz 付近であり, 1 次側巻数は 156turn, 2 次側巻数は 83turn である。トランスの共振周波数は, 巻数を減らすことで巻線間の容量成分が減少するため高くなる。したがって, 使用するコア材を増やし断面積を広くし巻数を減少させることによって, 共振周波数がより高い周波数にシフトすることで解決できる。また, トランスは一次側と二次側の巻線を交互に重ね合わせて巻いているがこの巻き方の場合は結合が良くなる反面, 容量成分が増加するデメリットがあるため巻き方の工夫も必要である。

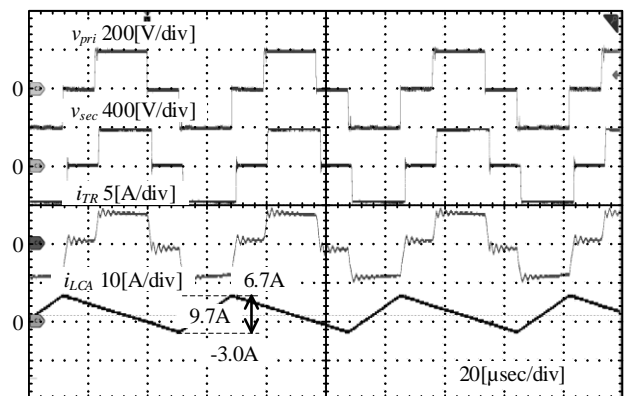
一方, 図 7(b) は入力電圧 140V, 出力電圧 750V, 伝送電力 500W 時の HB 動作波形である。ピーク電流は 6.7A, ボトム電流は -3A である。HB モードではスイッチング周波数が 17.5kHz であり, トランスの共振周波数からはずれた条件で動作しており FB モードと比較して影響が少ないものと考えられる。

FB モードでは軽負荷の周波数制限によりボトム電流及びピーク電流が増大していることがわかる。これに対して HB モードではボトム電流を設定値の -3A に制御できており, FB モードの -5.2A から 2.2A ボトム電流を抑制している。また, ピーク値も 6.7A と FB モードと比較して 0.8A 低減しており, リプル電流は 23.6% 低減している。また, 昇圧インダクタ電流実効値は FB モードの 3.75A から HB モードの 3.2A へと 0.5A 低減している。一方, トランス電流実効値は 1.38A から 3A へと増加する結果となっている。これによりトランスの銅損やスイッチング素子の導通損失が増加するが, HB モードではトランス印加電圧が FB モードと比べて半分となるためトランスの鉄損を大きく減らすことができる。

図 8 に図 7(b) と同様の HB モードにおけるゲート電圧及びコレクタ-エミッタ間電圧を示す。コレクタ-エミッタ間の電圧は  $Q_1$  の Turn-Off 後のデッドタイムで 0V まで低下している。しかしながら,  $Q_2$  が Turn-On する直前に寄生容量に再度電荷がチャージされることでコレクタ-エミッタ間に電



(a) FB-mode at  $P_m = 500W, I_{LCA} = 3.75A, I_{Tr} = 1.38A$



(b) HB-mode at  $P_m = 500W, I_{LCA} = 3.2A, I_{Tr} = 3.0A$

Fig. 7. Experimental result for FB-mode at  $V_{in} = 140V, V_{out} = 750V$ .

圧が生じている。その結果 50V 程度でスイッチングしていることがわかる。寄生容量のリチャージは, デッドタイム期間中にトランス電流の絶対値が昇圧インダクタ電流の絶対値よりも多く流れることで生じる。これは, 負電流をより流すことやデッドタイムを可能な限り短くすることで対策が可能である。

図 9 に効率特性を示す。FB モードでは軽負荷時に CCM モードとなり効率が悪化する課題があった。これに対して HB モードを用いることで軽負荷時の TCM 動作を達成している。実機による検証で 500W 時の効率を 20% 改善することを確認した。また, 図 6 における FB モードと HB モードの TCM 動作領域が重なっている動作点については HB モードの効率の方が良いため HB モードを用いるのが適切である。そこからさらに重負荷になるにつれて FB モードの効率が良くなるため重負荷領域においては FB モードで動作させることが適切であることを確認した。

なお, 本試作機の効率は一般的なコンバータと比較して低くなっている。要因として, 使用している IGBT モジュールは 50kW のフルモデルを想定して選んでおり, 定格が

文 献

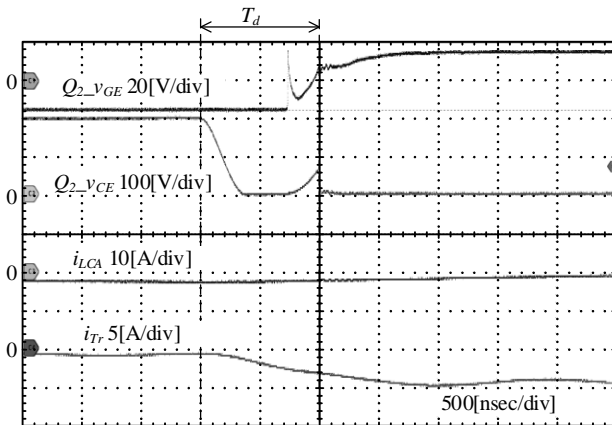


Fig. 8. Soft switching of  $Q_2$  for HB-mode at  $V_{in}=140V$ ,  $V_{out}=750V$ , and  $P_{in}=500W$ .

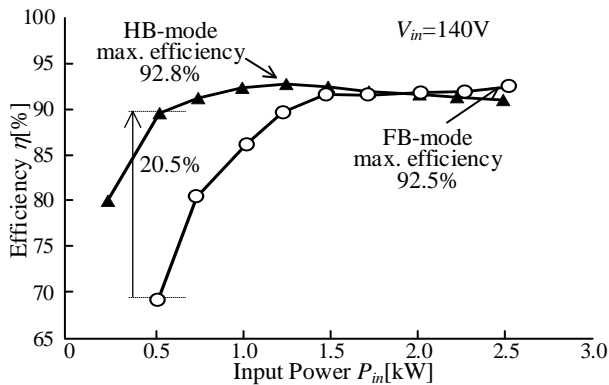


Fig. 9. Efficiency comparison of FB and HB modes.

1200V, 150A と大容量である一方、本論文で検証した実験条件がデバイスに対して非常に軽負荷である点や、作製したトランスやインダクタの使用するコアや巻数等の設計が最適化されていない点が挙げられる。

5. まとめ

本論文では、幅広い伝送電力範囲で TCM 動作を達成するために、フライングキャパシタ形マルチレベル回路を適用した Current-Fed DAB コンバータを提案した。FB モードでは TCM 動作が達成できない軽負荷動作領域において HB モードを用いることで TCM 動作を達成できる。HB モード適用の結果、TCM 動作領域を 30% 拡大できることを確認した。また、実機実験によって FB モードと比較して HB モードの昇圧電流リップルを 23.6% 低減し、軽負荷時の効率を 20.5% 改善した。今後は、パワーデバイスの定格にあったフルパワーでの試験及びスイッチングデバイスやインダクタ、トランス等の損失分離を行うことで、損失の所在を明らかにし回路の高効率化を行う予定である。

- (1) P. He, A. Khaligh, "Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC-DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems" IEEE Trans. on Transportation Electrification, Vol. 3, No. 1, pp. 147-156, (2017)
- (2) G. Waltrich, A. M. Hendrix, J. L. Duarte, "Three-Phase Bidirectional DC/DC Converter with Six Inverter Legs in Parallel for EV Applications" IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 3, pp. 1372-1384, (2016)
- (3) H. Jin, W. Chen, S. Shao, L. Shu, "A Quasi-Square-Wave Modular Multilevel Resonant DC/DC Converter with ZCS and Current-Shaping Capacity for High Step-Ratio Application" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 38, No. 1, pp. 548-565, (2023)
- (4) K. Vangen, T. Melaa, S. Bergsmark, R. Nilsen, "Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control" in Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf., Kyoto, Japan, Nov. 5-8, pp. 631-639, (1991)
- (5) G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 24, No. 7, pp. 1826-1838, (2009)
- (6) G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 4, pp. 1228-1236, (2011)
- (7) D. Sha, G. Xu, Y. Xu, "Utility Direct Interfaced Charger/Discharger Employing Unified Voltage Balance Control for Cascaded H-Bridge Units and Decentralized Control for CF-DAB Modules" IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 10, pp. 7831-7841, (2017)
- (8) Y. Shi, R. Li, Y. Xue, H. Li, "Optimized Operation of Current-Fed Dual Active Bridge DC-DC Converter for PV Applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 11, pp. 6986-6995, (2015)
- (9) A. Tamagawa, H. Watanabe, J. Itoh, "Expansion of High-Efficiency Operation Range for Current-Fed DAB Converter with Triangular Current Mode" SPC-21-118 MD-21-105, (2021)