

電圧変動時における Current-Fed DAB コンバータの特性比較

玉川 晟* 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Comparison of Current-Fed DAB Converters with Wide Voltage Condition

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

In this paper, an inductor RMS current and a Zero Voltage Switching (ZVS) range of current-fed DAB converter are considered. A lot of circuit topology of current-fed DAB converter have been proposed in order to improve the circuit performance in comparison with the typical DAB converter. Especially, the voltage fluctuation decays the conversion efficiency of DAB converter due to the limitation of ZVS range and large inductor RMS current. In this paper, a two-phase interleaved current-fed DAB converter is evaluated under wide voltage condition. Firstly, the inductor RMS current and ZVS condition is described when the operation mode is changed such as the Continuous Current Mode (CCM) and Triangular Current Mode (TCM). Finally, the inductor RMS current and ZVS condition are evaluated at each operation modes.

キーワード : DC-DC コンバータ, デュアルアクティブブリッジコンバータ, 電圧制御, ゼロ電圧スイッチング (DC-DC converter, Dual Active Bridge converter, Voltage control, 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 動作範囲の制約やインダクタ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。本回路はスイッチ部を DAB 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低減できる。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ップル電流が流入する。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ッ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ッ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, 各相のリッ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ッ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が変動する。また昇圧チョップ回路と統合したブリッジ回路のスイッチには DAB コンバータのインダクタ電流だけではなく, 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プ回路において, 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。Current-Fed DAB コンバータにおいても、昇圧インダクタの電流によって ZVS 範囲が制限される可能性がある。したがって、一般的な DAB コンバータの技術的課題でもある電源電圧変動に対する ZVS 範囲やインダクタ電流実効値の特性の評価が必要である。

本論文では 2 相インターリーブ回路を用いた Current-Fed DAB コンバータにおける、ZVS 範囲とインダクタ電流実効値の特性比較を行う。はじめに、CCM で設計した Current-Fed DAB コンバータの ZVS 条件とインダクタ電流実効値を導出する。また上述した CCM 駆動時における ZVS 範囲制限の課題を踏まえ、電流三角波モード (Triangular Current Mode : TCM) を適用した場合の特性を評価する。

2. CCM を適用した場合の Current-Fed DAB コンバータのインダクタ電流実効値と ZVS 条件

〈2.1〉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プと 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。

〈2.2〉CCM 駆動時のインダクタ電流および ZVS 条件 本章では CCM 駆動時における Current-Fed DAB コンバータのインダクタ電流実効値と ZVS 条件を導出する。また二次側ブリッジを 2 レベル、もしくは一次側同様に 3 レベルで駆動した場合の条件を検討する。

図 3 に二次側ブリッジを 2 レベルで駆動した場合の各インダクタ電流波形を示す。本駆動方式ではスイッチング 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、直列インダクタ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

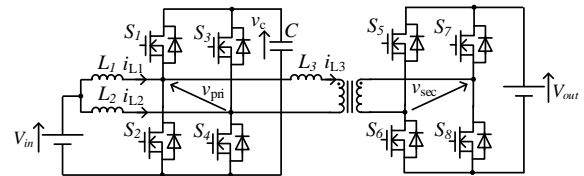


Fig1. Circuit configuration of current-fed DAB converter.

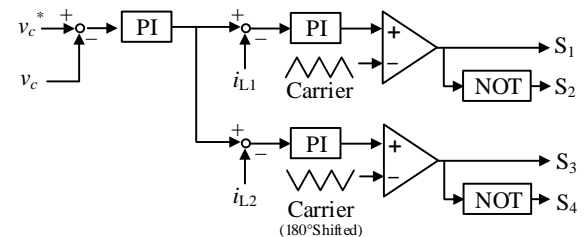


Fig2. Control block diagram of capacitor voltage control.

ることでインダクタ電流実効値を導出できる。各動作モードにおけるインダクタ電流は以下の式で表される。なお、 $\omega = 2\pi f_{sw}$ とする。

モード I: $(0 < \theta < \delta)$

$$i_l(\theta) = i(0) + \frac{NV_{out}}{\omega L} \theta \dots\dots\dots(1)$$

モード II: $(\delta < \theta < (2D-1)\pi)$

$$i_{II} = i_l(\delta) - \frac{NV_{out}}{\omega L} (\theta - \delta) \dots\dots\dots(2)$$

モード III: $((2D-1)\pi < \theta < \pi)$

$$i_{III}(\theta) = i_{II}((2D-1)\pi) \dots\dots\dots(3)$$

また、インダクタ電流初期値はモード III 終了時の絶対値と等しいため、(4)式から得られる。

$$\begin{aligned} i(0) &= -i_{III}(\pi) \\ &= \frac{NV_{out}}{2\omega L} ((2D-1)\pi - 2\delta) \dots\dots\dots(4) \end{aligned}$$

以上より、インダクタ電流実効値は次式で求められる。

$$\begin{aligned} I_{L3} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\delta \{i_l(\theta)\}^2 d\theta + \int_\delta^{(2D-1)\pi} \{i_{II}(\theta)\}^2 d\theta + \int_{(2D-1)\pi}^\pi \{i_{III}(\theta)\}^2 d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{N^2 V_{out}^2 (\pi - \pi(2D-1)(2\delta - \pi(2D-1)^2))}{4\pi L_3^2 \omega^2}} \dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

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、(6)式で定義する。

$$D = \frac{NV_{out} - V_{in}}{NV_{out}} \dots\dots\dots(6)$$

次に、ZVS 条件を導出する。2 次側ブリッジについては DAB と同様に直列インダクタ電流から ZVS 条件を導出する。ターンオン時に 2 次側スイッチに流れる電流は、以下の式で求められる。

$$I_{L3-S6}, I_{L3-S7} = -\frac{NV_{out}}{2\omega L} (2D-1)\pi \quad (D \geq 0.5) \dots\dots\dots(7)$$

$$I_{L3_S5}, I_{L3_S8} = \frac{NV_{out}}{2\omega L} (2D-1)\pi \quad (D \geq 0.5) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$I_{L3_S6}, I_{L3_S7} = \frac{NV_{out}}{2\omega L} (1-2D)\pi \quad (D \leq 0.5) \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$I_{L3_S6}, I_{L3_S7} = -\frac{NV_{out}}{2\omega L} (1-2D)\pi \quad (D \leq 0.5) \quad \dots\dots\dots (10)$$

二次側ブリッジの ZVS 動作は、各下アームのスイッチを流れ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。そのため、ZVS 条件は以下で求められる。1 次側下アームのオンデューティ D によって、それぞれ以下のように求められる。

$$D \geq 0.5 \quad (D \geq 0.5) \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$D \leq 0.5 \quad (D \leq 0.5) \quad \dots\dots\dots (12)$$

式(11), (12)から 2 次側ブリッジのスイッチは全入出力電圧範囲で ZVS 動作が可能である。本駆動方式では電圧変動時においてもトランス電圧比と巻き数比が一致するため、2 次側ブリッジのスイッチは常に ZVS 動作が可能となる。

一方、1 次側ブリッジには直列インダクタ電流に加え、昇圧インダクタ電流 i_{L1} , i_{L2} が流れる。上アームスイッチ S_1 , S_3 ではターンオン時に昇圧インダクタ電流と直列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 動作が可能となる。一方で、下アームスイッチ S_2 , S_4 には、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。ターンオン時に S_2 , S_4 に流入する昇圧インダクタ電流は電流平均値とリップル電流から以下の式により得られる。

$$I_{L1,2_S2,4on} = \frac{N^2 V_{out}^2}{4V_{in} \omega L} ((2D-1)\pi - (2D-1)\pi) + 2\delta - \frac{V_{in}}{2L_1 f_{sw}} D \quad \dots\dots\dots (13)$$

またターンオン時の直列インダクタ電流 i_{L3} は直前の動作モードの電流の傾きと位相差 θ から以下となる。

$$I_{L3_S2on} = \frac{NV_{out}}{2\omega L} \{2\delta - (2D-1)\pi\} \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$I_{L3_S4on} = -\frac{NV_{out}}{2\omega L} \{2\delta - (2D-1)\pi\} \quad \dots\dots\dots (15)$$

以上の結果より、一次側ブリッジの ZVS は以下の式で表される。

$$2\delta \left(\frac{NV_{out}}{2\omega L_3} \left(1 + \frac{NV_{out}}{2V_{in}} \right) - 1 \right) > \frac{NV_{out}}{2\omega L_3} (2D-1)\pi - \frac{NV_{out}}{2V_{in}} (\pi - (2D-1)\pi) + \frac{V_{in}}{2L_1 f_{sw}} D \quad \dots\dots\dots (16)$$

次に二次側トランス電圧を一次側同様 3 レベルで駆動した場合を検討する。図 4 に二次側 3 レベル駆動時の各イン

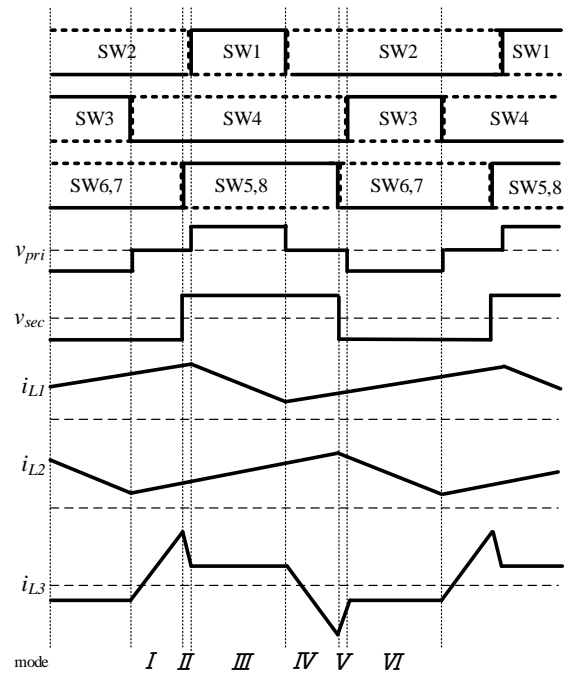


Fig3. Inductor current waveform when secondary transformer voltage is 2 level waveforms.

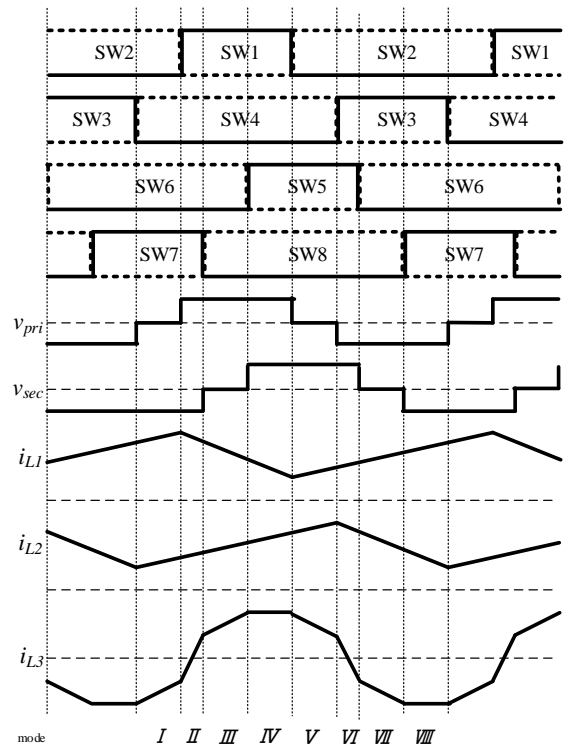


Fig4. Inductor current waveform when secondary transformer voltage is 3 level waveforms.

ダクタ電流波形を示す。図4から本方式ではスイッチング1周期に対して8つのスイッチングモードを有する。二次側ブリッジを2レベル駆動した場合と同様に、各モードのインダクタ電流は以下の式で表される。

・モード I ($0 < \theta < (1-2D)\pi$)

$$i_l(\theta) = i(0) + \frac{NV_{out}}{\omega L} \theta \quad (17)$$

・モード II ($(1-2D)\pi < \theta < \delta$)

$$i_{II} = i_l((1-2D)\pi) + \frac{2NV_{out}}{\omega L} (\theta - (1-2D)\pi) \quad (18)$$

・モード III ($\delta < \theta < \delta + (1-2D)\pi$)

$$i_{III}(\theta) = i_{II}(\delta) + \frac{NV_{out}}{\omega L} (\theta - \delta) \quad (19)$$

・モード IV ($\delta + (1-2D)\pi < \theta < \pi$)

$$i_{IV}(\theta) = i_{III}(\delta + (1-2D)\pi) \quad (20)$$

また、インダクタ電流初期値はモードIV終了時の絶対値と等しいため、インダクタ電流初期値は(21)式となる。

$$i(0) = -i_{IV}(\pi) = -\frac{NV_{out}}{\omega L} \delta \quad (21)$$

したがって、式(17)~(21)よりインダクタ電流実効値は次式で求められる。

$$I_{L_RMS} = \frac{NV_{out}}{\omega L_3} \sqrt{\frac{1}{3} (2D-1)^3 \pi^2 - (2D-1)^2 \delta \pi + \delta^2 - \frac{2}{3} \frac{\delta^3}{\pi}} \quad (22)$$

次に3レベル駆動時のZVS条件を導出する。まずは二次側ブリッジのZVS条件について述べる。2レベル駆動時と同様に直列インダクタ電流からZVS条件を導出する。ターンオン時に2次側スイッチに流れる電流は、以下の式で求められる。

(デューティ指令 $D < 0.5$ 条件時)

$$I_{L3_S6,S7ON} = \frac{2NV_{out}}{\omega L} (1-2D)\pi \quad (23)$$

$$I_{L3_S6,S7ON} = -\frac{2NV_{out}}{\omega L} (1-2D)\pi \quad (24)$$

以上の結果より、一次側ブリッジのZVSは以下の式で表される。

$$\delta > (1-2D)\pi \quad (25)$$

一次側ブリッジについては2レベル駆動時と同様に昇圧インダクタ電流と直列インダクタ電流から導出する。昇圧インダクタ電流については(13)式と同様になる。一方、ターンオン時の直列インダクタ電流は次式となる。

$$I_{L3_S2on} = \frac{NV_{out}}{\omega L_3} \{\delta - (2D-1)\pi\} \quad (26)$$

$$I_{L3_S4on} = -\frac{NV_{out}}{\omega L_3} \{\delta - (2D-1)\pi\} \quad (27)$$

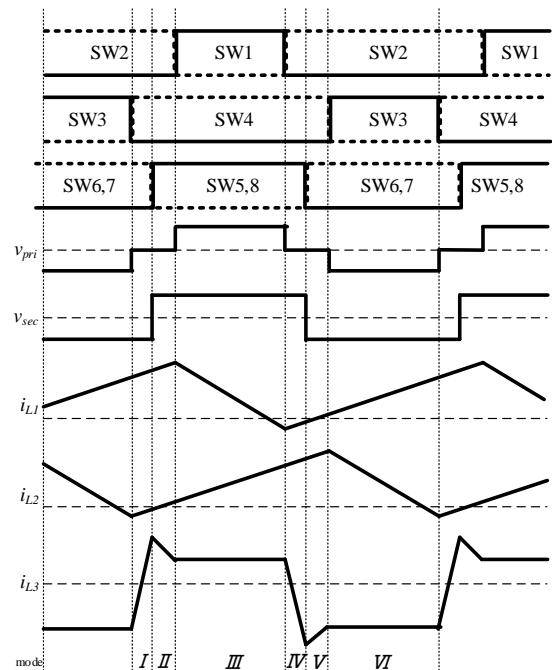


Fig5. Inductor current waveform when TCM is applied.

ZVS動作条件は(13)で求めた昇圧インダクタ電流と(26)、(27)で求めた直列インダクタ電流から以下の式により得られる。

$$\delta \left(1 + \frac{NV_{out}}{2V_{in}} \left(\frac{\delta}{\pi} - 1\right)\right) > (2D-1)\pi \left(1 - \frac{NV_{out}}{4V_{in}} (2D-1)\right) + \frac{V_{in}}{2L_1 f_{sw}} D \quad (28)$$

3. TCMを適用した場合のCurrent-Fed DABコンバータのインダクタ電流実効値とZVS条件

昇圧チョップをCCMで駆動した場合、下アームのスイッチについては昇圧インダクタ電流が常にスイッチの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となる。本回路においてもCCMで駆動した場合は昇圧インダクタの電流によってZVS範囲が制限される可能性がある。そこでTCMによる駆動を検討する。TCM駆動を適用することで下アームに流入する昇圧インダクタ電流は常に放電方向に流れるため、ZVSが可能である。

図5にTCM駆動時の各インダクタ電流波形を示す。(2.2)章との違いは昇圧インダクタ電流のリプル電流の条件となる。また非結合時にはリプル電流の影響は各相独立で考える。ターンオン時にS2, S4に流入する昇圧インダクタ電流は電流平均値とリプル電流から式(2)と(3)の式により得られる。

一方、ターンオン時の直列インダクタ電流は、直前の動作モードの電流の傾きと位相差から次式となる。

$$I_{L3_S2on} = \frac{NV_{out}}{\omega L_3} \delta - \frac{NV_{out}}{\omega L_3} (1-2D)\pi \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$I_{L3_S4on} = -\frac{NV_{out}}{\omega L_3} \delta + \frac{NV_{out}}{\omega L_3} (1-2D)\pi \quad \dots\dots\dots (30)$$

ZVS 動作条件は(13)で求めた昇圧インダクタ電流と(29)、(30)で求めた直列インダクタ電流から以下の式により得られる。

$$2\delta \left(\frac{NV_{out}}{2\omega L_3} \left(1 + \frac{NV_{out}}{2V_{in}} \right) - 1 \right) > \frac{NV_{out}}{2\omega L_3} (1-2D) \left(\pi - \frac{NV_{out}}{2V_{in}} (\pi - (1-2D)\pi) \right) + \frac{V_{in}}{2L_1 f_{sw}} D \quad \dots\dots\dots (31)$$

4. Current-Fed DAB コンバータの特性比較

〈4.1〉インダクタ電流実効値比較 表1にシミュレーション条件、図6に各動作モードの入力電圧変動時における Current-Fed DAB コンバータの電流実効値を示す。比較として、DAB コンバータ単体時の特性も評価した。また、デューティ D は入力電圧が 300V 時に 50% となる条件として設定した。本回路構成は昇圧チョップの接続により、昇圧条件のみでの動作が可能である。そのため、動作範囲を拡大するため、トランス巻き数比を 2 倍に設定した。図6より、CCM 駆動時においては DAB コンバータと比較してインダクタ電流実効値の低減効果大きい。これは DAB に対してトランス巻き数比を 2 倍に設定していることで、トランス印加電圧が増加するためである。特に 3 レベル駆動時にインダクタ電流実効値が最も小さくなり、一般的な DAB コンバータと比較して最大でインダクタ電流実効値が 68% 低減できる。

一方、TCM 駆動ではインダクタ電流実効値が増加する。これは、インダクタンスの条件が同じ場合、TCM 駆動時にはスイッチング周波数が低下するためである。TCM は三角波電流を維持するために伝送電力に応じてスイッチング周波数が変動する。最大伝送電力が増加し、無効電流期間が増加するためインダクタ電流実効値は増加する。今回は回路パラメータを同条件で比較したが、TCM では一般的に CCM と比較して昇圧インダクタンスを小さく設計する。インダクタンスを小さく設計することでインダクタ電流の傾きが増加するため、スイッチング周波数が増加する。そのため TCM 駆動時については昇圧インダクタンスを適切に設計することで昇圧インダクタの小型化と、インダクタ電流実効値増加を抑制できる可能性がある。

〈4.2〉ZVS 条件比較 図7に各動作モードにおける、入力電圧変動時における Current-Fed DAB コンバータの ZVS 範囲を示す。まず CCM における 2 次側 2 レベル動作

Table1. Comparison condition

Symbol	Quantity	Value
P_{in}	Input power	6kW
f_{sw}	Switching frequency (CCM)	50kHz
V_{in}	Input voltage	150-450V
V_{out}	Output voltage	300V
N_1/N_2	Turn ratio	2
L_3	Series inductor	18 μ F
$L_{1,2}$	Boost inductor	500 μ H
L_4	Magnetizing inductance	5mH
C	Capacitor	100 μ F
T_d	Dead-time	400ns

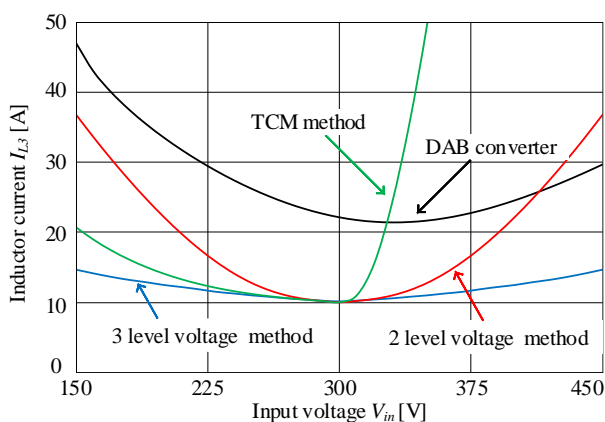


Fig.6. Comparison of inductor effective value.

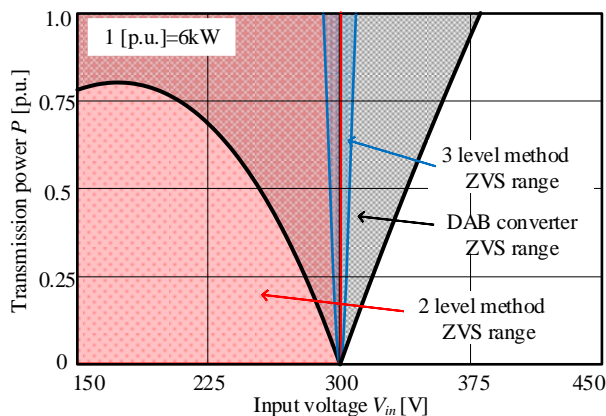


Fig.7. Comparison of ZVS range.

時では 1 次側下アームのオンデューティ D が 50% 以上となる 300V 以上の条件では全電圧範囲で ZVS 動作が未達成となる。これは、ターンオン時の 1 次側下アームスイッチに流れる直列インダクタ電流と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 動作が不可能となる。

また、CCM における 2 次側 3 レベル動作時では ZVS 条件が最も狭まる。これはデューティ 50% 以外の条件ではゼロ電流期間が発生するため、二次側についてはハードスイ

スイッチング状態となる。また一次側においても昇圧インダクタ電流によって ZVS 範囲が制限される。

一方で、TCM 時については全条件で ZVS が達成可能である。これは DAB コンバータのインダクタ電流がハードスイッチングとなる条件になった場合においても、TCM の場合昇圧インダクタ電流によって ZVS が可能であるためである。

以上の結果より、Current-Fed DAB コンバータを CCM で駆動した場合はインダクタ電流実効値を低減できるが、昇圧インダクタ電流により ZVS 範囲が制限される。一方で TCM 駆動時には ZVS 範囲が拡大できるがインダクタ電流実効値が増加する結果となった。このトレードオフ関係は従来の DAB コンバータでも技術的課題としてあるが、TCM 駆動については昇圧インダクタの設計によってさらにインダクタ電流実効値を低減できる可能性がある。

5. まとめ

本論文では電圧変動時における Current-Fed DAB コンバータの直列インダクタ電流実効値と ZVS 条件の特性比較を行った。

インダクタ電流実効値比較は昇圧インダクタ電流が CCM 駆動となる 2 次側ブリッジの出力電圧 2 レベル駆動方式と 3 レベル方式では、どちらも一般的な DAB コンバータと比較して低減可能である結果を得た。2 次側ブリッジの出力電圧 3 レベル駆動方式では、インダクタ電流実効値が最も小さくなり、一般的な DAB コンバータと比較して最大で 68% のインダクタ電流実効値の低減を達成した。

一方、昇圧インダクタ電流が TCM 駆動となる TCM 方式と結合インダクタ方式ではインダクタ電流が大きくなる結果を得た。これは、スイッチング周波数の低下によるものである。

ZVS 条件比較では、昇圧インダクタ電流が TCM 駆動となる TCM 方式と結合インダクタ方式では全電圧範囲での ZVS 動作が可能である結果を得た。一方、2 次側ブリッジの出力電圧 2 レベル駆動方式では入力電圧 300V(デューティ指令 50%)以上の条件では全電圧範囲で ZVS 動作不可能となる結果を得た。また、2 次側ブリッジの出力電圧 3 レベル駆動方式では ZVS 条件は最も厳しくなった。これは入出力電圧変動発生時における、直列インダクタ電流の DCM 駆動によるものである。

以上の比較結果から、ZVS 条件と直列インダクタ電流実効値のトレードオフの課題が確認できた。電圧変動時における Current-Fed DAB コンバータの ZVS 動作とインダクタ電流実効値低減の両立は重要な課題である。今後の展望としては ZVS 動作とインダクタ電流実効値低減の両立が可能回路構成とスイッチングパターンの検討があげられる。

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)