

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 コンバータの直列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。そのため、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 範囲や直列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 範囲と直列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 条件と直列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. 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 1 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、1 次側ブリッジ出力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。1 次側および 2 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。

3. 直列インダクタ電流実効値と ZVS 条件導出

本章では Current-Fed DAB コンバータの直列インダクタ電流実効値と ZVS 条件を導出する。ここで、各動作モードの直列インダクタ電流と ZVS 動作範囲は 1 次側ブリッジ下アームスイッチのオンデューティ指令が 50% の条件 ($D=0.5$) を境界に変化する。 $D<0.5$ の条件においても同様に考えられることから、本論文では $D>0.5$ の条件について述べる。なお、1 次側ブリッジ下アームスイッチのオンデューティは以下の式で定義する。

$$D = \frac{NV_{out} - V_{in}}{NV_{out}} \quad (1)$$

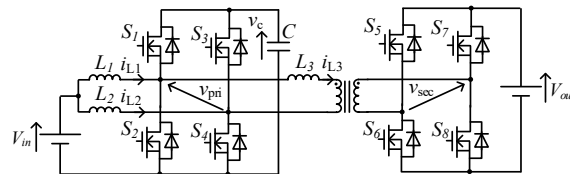


Fig1. Circuit configuration of current-fed DAB converter.

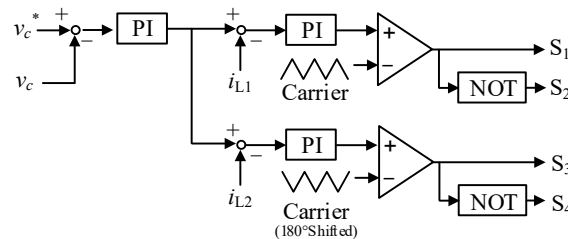


Fig2. Control block diagram of capacitor voltage control.

(3.1) 昇圧インダクタ電流 : CCM 駆動

図 3 に 2 次側ブリッジを 2 レベルで駆動した場合の各直列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) の範囲で解析することで直列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直列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: ($0 < \theta < \delta$)

$$i_i(\theta) = i(0) + \frac{NV_{out}}{\omega L} \theta \quad (2)$$

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

$$i_{ii} = i_i(\delta) - \frac{NV_{out}}{\omega L} (\theta - \delta) \quad (3)$$

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

$$i_{iii}(\theta) = i_{ii}((2D-1)\pi) \quad (4)$$

また、直列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、(5)式から得られる。

$$\begin{aligned} i(0) &= -i_{iii}(\pi) \\ &= \frac{NV_{out}}{2\omega L} ((2D-1)\pi - 2\delta) \quad (5) \end{aligned}$$

以上より、直列インダクタ電流実効値は次式で求められる。

$$\begin{cases} I_{L3_RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\delta \{i_i(\theta)\}^2 d\theta + \int_\delta^{(2D-1)\pi} \{i_{ii}(\theta)\}^2 d\theta + \int_{(2D-1)\pi}^\pi \{i_{iii}(\theta)\}^2 d\theta} \\ = \frac{NV_{out}}{2L_3\omega} \sqrt{\frac{\pi^2(2D-1)^3}{3} - (2D-2)(2\delta - \pi(2D-1))^2} \end{cases} \quad (6)$$

次に、ZVS 条件を導出する。2 次側ブリッジスイッチの ZVS 条件は直列インダクタ電流から導出する。モード I 終了時における直列インダクタ電流について考える。図 3 からモード I 終了時には全ての 2 次側ブリッジのスイッチがスイッチングする。したがって、2 次側ブリッジのスイッチが ZVS を達成するには直列インダクタ電流の方向が正である必要がある。ZVS 条件は各モード終了時の電流式が ZVS 達成できる電流方向となる条件を計算することで導出でき、(7)式で得られる。

$$\begin{cases} i_l(\delta) > 0 \\ \frac{NV_{out}}{2\omega L}((2D-1)\pi) > 0 \end{cases} \dots\dots\dots(7)$$

1 次側下アームスイッチのオンデューティは 50%以上 ($D>0.5$)であるため、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。

次に 1 次側ブリッジのスイッチの ZVS 範囲を導出する。1 次側ブリッジのスイッチには直列インダクタ電流に加え、昇圧インダクタ電流が流れる。したがって、直列インダクタ電流と昇圧インダクタ電流の合成電流から ZVS 範囲を導出できる。また、昇圧部の 2 つのインダクタンスが同じである場合、上アームスイッチの ZVS 条件は等しくなり、片一相の ZVS 条件を導出するのみでよい。

まず、上アームスイッチの ZVS 条件を導出する。ターンオン時に S_1 に流入する昇圧インダクタ電流は平均電流とリップル電流から(8)式で表される。

$$I_{L1}(S_{1_on}) = I_{ave} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \dots\dots\dots(8)$$

また、ターンオン時に S_1 に流入する直列インダクタ電流は電流の傾きと位相差から(9)式で表される。

$$I_{L3}(S_{1_on}) = \frac{NV_{out}}{2\omega L} \{2\delta - (2D-1)\pi\} \dots\dots\dots(9)$$

したがって上アームの ZVS 範囲は(8)式と(9)式を用いて(10)式で表せる。

$$\begin{cases} i_{S1}(S_{1_on}) > 0 \\ I_{L1}(S_{1_on}) + I_{L3}(S_{1_on}) > 0 \end{cases} \dots\dots\dots(10)$$

CCM 駆動時には、ターンオン時に流入する昇圧インダクタ電流と直列インダクタ電流は常に正であるため、常に ZVS 動作が可能となる。

次に、下アームスイッチの ZVS 範囲を考える。ターンオン時に S_2 に流入する昇圧インダクタ電流は平均電流とリップル電流から(11)式で表される。

$$I_{L1}(S_{2_on}) = I_{ave} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \dots\dots\dots(11)$$

また、ターンオン時に S_2 に流入する直列インダクタ電流は電流の傾きと位相差から(12)式で表される。

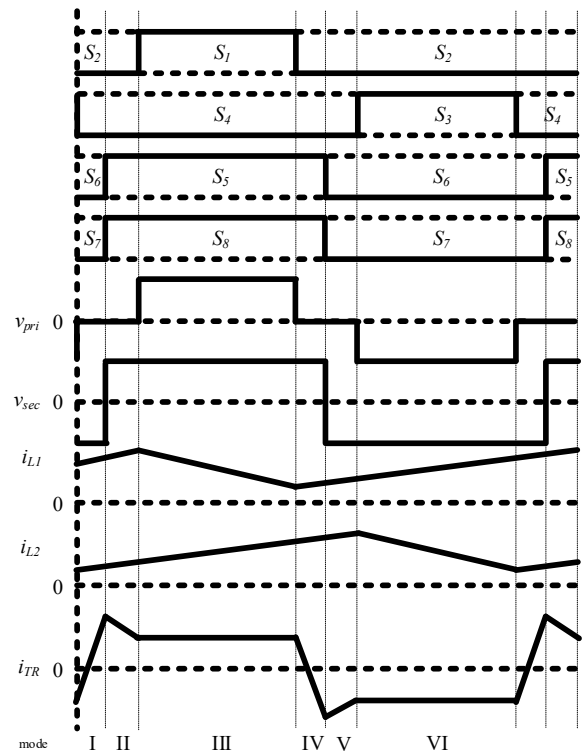


Fig3. Inductor current waveform when secondary transformer voltage is 2 level waveforms.

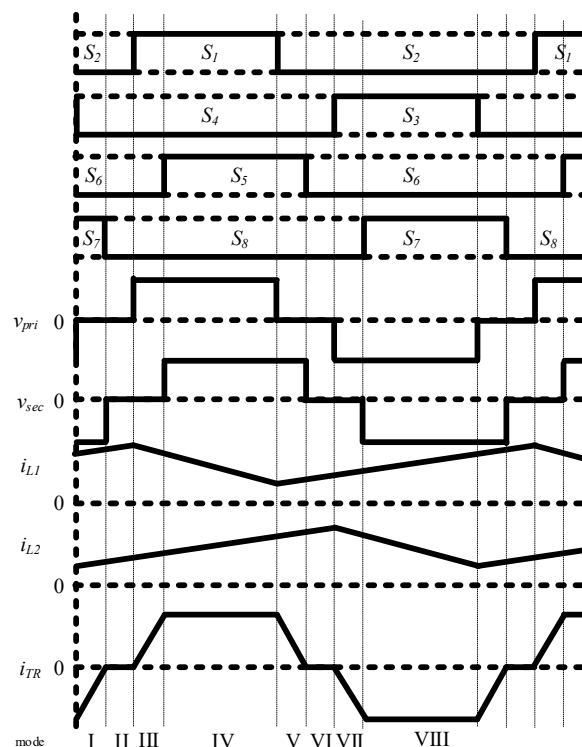


Fig4. Inductor current waveform when secondary transformer voltage is 3 level waveforms.

$$I_{L3}(S_{2_on}) = \frac{NV_{out}}{2\omega L} \{2\delta - (2D-1)\pi\} \dots\dots\dots (12)$$

したがって下アームの ZVS 範囲は(11)式と(12)式を用いて(13)式で表せる。

$$\begin{cases} i_{s2}(S_{2_on}) > 0 \\ I_{L1}(S_{2_on}) - I_{L3}(S_{2_on}) > 0 \end{cases} \dots\dots\dots (13)$$

CCM 駆動時には、ターンオン時に流入する昇圧インダクタ電流は常に正である。そのため、この電流によって下アームの ZVS 動作は妨げられ、ZVS 範囲の狭小化を招く。

次に 2 次側ブリッジを 3 レベルで駆動した場合を検討する。図 4 に 2 次側ブリッジを 3 レベルで駆動した場合の各直列イン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し、各モードの直列インダクタ電流は以下の式で表される。

・モード I: $(0 < \theta < (2D-1)\pi)$

$$i_l(\theta) = i(0) + \frac{NV_{out}\theta}{\omega L} \dots\dots\dots (14)$$

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

$$i_{II} = i_l((2D-1)\pi) + \frac{2NV_{out}}{\omega L} (\theta - (2D-1)\pi) \dots\dots\dots (15)$$

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

$$i_{III}(\theta) = i_{II}(\delta) + \frac{NV_{out}}{\omega L} (\theta - \delta) \dots\dots\dots (16)$$

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

$$i_{IV}(\theta) = i_{III}(\pi - \delta - (2D-1)\pi) \dots\dots\dots (17)$$

また、直列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、直列インダクタ電流初期値は式(18)で表される。

$$\begin{aligned} i(0) &= -i_{IV}(\pi) \\ &= -\frac{NV_{out}}{2\omega L} \delta \end{aligned} \dots\dots\dots (18)$$

したがって、(14)~(18)式より直列インダクタ電流実効値は次式で求められる。

$$I_{L3_RMS} = \frac{NV_{out}}{\omega L_3} \delta \sqrt{-\frac{\delta}{3\pi} + 2 - 2D} \dots\dots\dots (19)$$

次に ZVS 条件を導出する。まずは 2 次側ブリッジ上アームスイッチの ZVS 条件について述べる。モード III 終了時における直列インダクタ電流について考える。図 4 からモード III 終了時には 2 次側ブリッジのスイッチ S_5 がスイッチングする。したがって、上記のスイッチが ZVS を達成するには直列インダクタ電流の方向が正である必要がある。また、2 次側ブリッジのスイッチ S_7 においても、ZVS 条件は等しくなる。ZVS 条件は各モード終了時の電流式が ZVS を達成できる電流方向となる条件を計算することで導出でき、(20)式で表される。

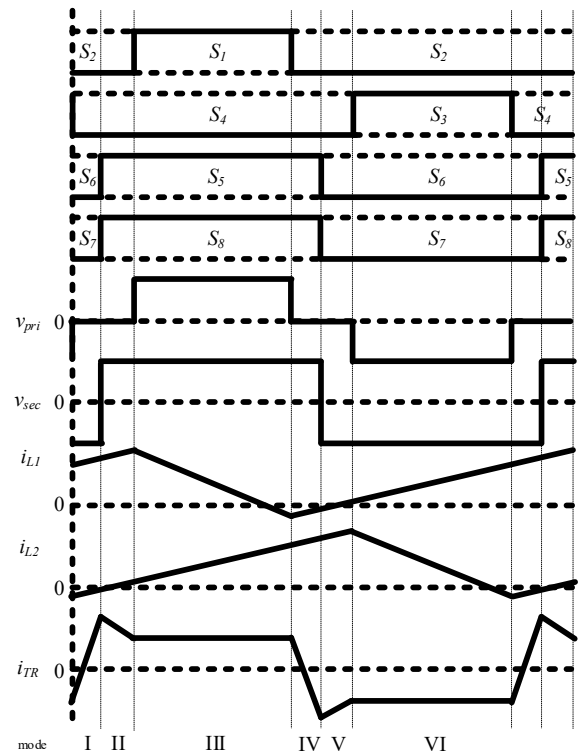


Fig5. Inductor current waveform when TCM is applied.

$$\begin{cases} i_{III}((2D-1)\pi) > 0 \\ \frac{NV_{out}}{2\omega L} \delta > 0 \\ \delta > 0 \end{cases} \dots\dots\dots (20)$$

(20)式から 2 次側ブリッジ上アームスイッチは常に ZVS 動作を達成できる。

次に下アームスイッチの ZVS 条件を導出する。上アームスイッチの ZVS 条件と同様にして、モード I 終了時における直列インダクタ電流について考える。図 4 からモード I 終了時には 2 次側ブリッジのスイッチ S_8 がスイッチングする。したがって、上記のスイッチが ZVS を達成するには直列インダクタ電流の方向が負である必要があり、2 次側ブリッジのスイッチ S_6 の ZVS 条件も同様になる。ZVS 条件は(21)式で得られる。

$$\begin{cases} i_l(\delta) < 0 \\ \frac{NV_{out}}{2\omega L} (2(2D-1)\pi - \delta) < 0 \\ \delta > 2(2D-1)\pi \end{cases} \dots\dots\dots (21)$$

(21)式から下アームのオンデューティ指令が 50%かられた条件($D \neq 0.5$)では、ZVS 範囲が制限される。

次に 1 次側ブリッジスイッチの ZVS 条件を導出する。まず、上アームスイッチの ZVS 条件を考える。ターンオン時に S_1 に流入する昇圧インダクタ電流は平均電流とリップル電

流から(22)式で表せされる。

$$I_{L1}(S_{1_on}) = I_{ave} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \dots\dots\dots(22)$$

また、ターンオン時に S₁ に流入する直列インダクタ電流は電流の傾きと位相差から(23)式で表される。

$$I_{L3}(S_{1_on}) = \frac{NV_{out}}{2\omega L} (2(2D-1)\pi - \delta) \dots\dots\dots(23)$$

したがって上アームの ZVS 条件は(22)式と(23)式を用いて(24)式で表せる。

$$\begin{cases} i_{S1}(S_{1_on}) > 0 \\ I_{L1}(S_{1_on}) + I_{L3}(S_{1_on}) > 0 \end{cases} \dots\dots\dots(24)$$

CCM 駆動時には、ターンオン時に流入する昇圧インダクタ電流と直列インダクタ電流は常に正であるため、常に ZVS 動作が可能となる。

次に、下アームスイッチの ZVS 条件を考える。ターンオン時に S₂ に流入する昇圧インダクタ電流は平均電流とリップル電流から(25)式で表せる。

$$I_{L1}(S_{2_on}) = I_{ave} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \dots\dots\dots(25)$$

また、ターンオン時に S₂ に流入する直列インダクタ電流は電流の傾きと位相差から(26)式で表せる。

$$I_{L3}(S_{1_on}) = \frac{NV_{out}}{2\omega L} (2(2D-1)\pi - \delta) \dots\dots\dots(26)$$

したがって下アームの ZVS 範囲は(25)式と(26)式を用いて(27)式で表せる。

$$\begin{cases} i_{S2}(S_{2_on}) > 0 \\ I_{L1}(S_{2_on}) - I_{L3}(S_{2_on}) > 0 \end{cases} \dots\dots\dots(27)$$

CCM 駆動時には、ターンオン時に流入する昇圧インダクタ電流は常に正である。そのため、この昇圧インダクタ電流によって下アームの ZVS 動作は妨げられ、ZVS 範囲の狭小化を招く。

〈3.2〉 昇圧インダクタ電流：TCM 駆動

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。

図 5 に TCM 駆動時の各直列インダクタ電流波形を示す。昇圧インダクタ電流はそれぞれ TCM となり、負の電流期間を有する電流波形となる。昇圧インダクタ電流を TCM で動作する場合、ターンオン時に 1 次側ブリッジ下アームスイッチに流入する昇圧インダクタ電流はスイッチの寄生容量を放電する方向となる。そのため、(13)式を満たすようにス

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 μF
$L_{1,2}$	Boost inductor	500 μH
L_4	Magnetizing inductance	5mH
C	Capacitor	100 μF
T_d	Dead-time	400ns

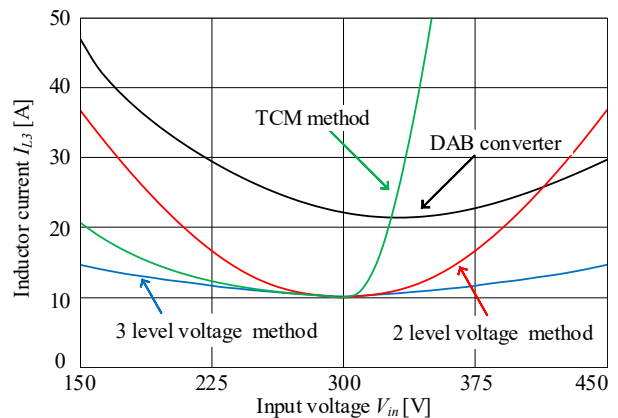


Fig.6. Comparison of inductor effective value.

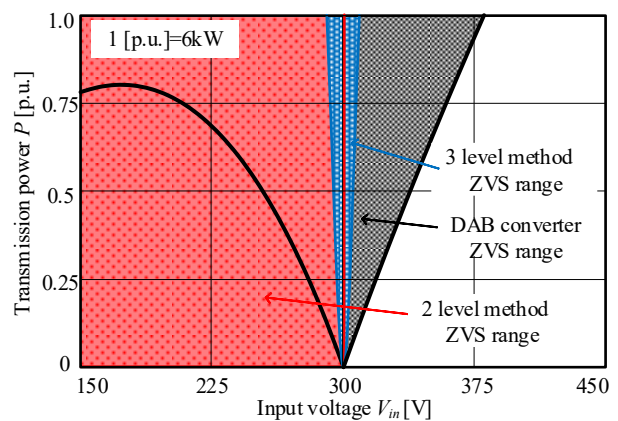


Fig.7. Comparison of ZVS range.

スイッチング周波数を変更し、昇圧インダクタのリップル電流を調整することによって 1 次側下アームスイッチの ZVS を達成することが可能である。

4. Current-Fed DAB コンバータの特性比較

〈4.1〉直列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 コンバータの直列インダクタ電流実効値を示す。比較として, DAB コンバータ単体時の特性も評価した。また, デューティ指令は入力電圧が 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パの接続により, 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直列インダクタ電流実効値の低減効果大きい。これはキャパシタ電圧制御に伴い, トランス印加電圧が増加するためである。特に 3 レベル駆動時には最も小さくなり, 一般的な DAB コンバータと比較して最大で 68%低減できる。

一方, TCM 駆動では直列インダクタ電流実効値が増加する。これは, スイッチング周波数が低下し, 無効電流期間が増加したためである。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。昇圧インダクタンスを小さく設計することで昇圧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を高く設計できる。そのため TCM 駆動時に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, 直列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。CCM 駆動時には電圧変動時には ZVS 動作が制限される。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である。

一方で, TCM 駆動時には全条件で ZVS が達成可能である。これは TCM 駆動することにより, ターンオン時に 1 次側下アームスイッチに流れる昇圧インダクタ電流をスイッチ寄生容量の充電方向に流すことができるためである。

以上の結果より, Current-Fed DAB コンバータを CCM で駆動した場合は直列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直列インダクタ電流実効値が増加するトレードオフを確認した。しかし, TCM 駆動時には昇圧インダクタの設計によってさらに直列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。CCM 駆動には直列インダクタ電流実効値の低減可能である。2 次側ブリッジを 3 レベルで駆動する方式では, 直列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%の低減を達成した。一方, TCM 駆動時には直列インダクタ電流が増大した。これは, スイッチング周波数の低下による無効電力の増加に起因している。

また, CCM 駆動時には電圧変動時には ZVS 動作が制限されるが, TCM 駆動時には全条件で ZVS が達成可能である。これは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 動作と直列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 動作と直列インダクタ電流実効値低減の両立が可能な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,"昇圧チョップ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)