広い電圧範囲に対応した巻線切替機能をもつ Dual Active Bridge コンバータの検証

中澤 亮太* 宅間 春介 比嘉 隼 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Verification of Dual Active Bridge Converter Using Switching Winding Corresponding to Voltage Fluctuation

Ryota Nakazawa*, Shunsuke Takuma, Hayato Higa, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a dual active bridge (DAB) converter with a switching transformer in order to extend a zero voltage switching (ZVS) range against a voltage fluctuation. The Proposed DAB converter consists of two high frequency transformers, a three-phase inverter and two-half-bridge inverter. In the switching transformer, there are three-operation modes: the full bridge operation using only one transformer, half bridge (HB) operation using only one transformer and HB operation using two transformers. By changing operation mode, ZVS range can be extended against the change of the input or the output voltage. In addition, the reactive current of the inductor current can be also reduced. Therefore, the converter efficiency can be improved by proposed circuit. From simulation results, ZVS range at 50% nominal voltage is extended by 16.5% compared with the ZVS range of Y- Δ connected three phase DAB converter.

キーワード:デュアルアクティブブリッジコンバータ,ゼロ電圧スイッチング,巻線切替 (Keywords, Dual Active Bridge Converter, Zero voltage switching, Winding switching)

1. はじめに

近年、低環境負荷である電気自動車の普及を背景に、急 速充電器に注目が集まっている⁽¹⁾。急速充電器には、PWM コンバータおよび双方向絶縁形 DC-DC コンバータが用いら れている⁽²⁾。双方向絶縁形 DC-DC コンバータの方式として、 デュアルアクティブブリッジコンバータ(以下, DAB コンバ ータ)がある⁽³⁾。DAB コンバータはトランスの漏れインダク タンスによってデッドタイム期間中にスイッチング素子の 寄生容量を放電させることで、ゼロ電圧スイッチング(以下、 ZVS)を達成できる⁽³⁾。そのため、急速充電器などの大容量 変換器への適用が期待されている。また、入出力電圧比と 巻数比が等しい場合、広い負荷範囲で ZVS を達成できる。 しかし、入出力電圧比と巻数比が異なる場合、ZVS 範囲が 制限され(4), 軽負荷時にインダクタ電流の無効電流が増加す る⁽⁵⁾。したがって、Chademo 規格⁽⁶⁾の急速充電を想定した場 合,バッテリ電圧が 50 V~500 V と大きく変動するため,変 換器の効率が低下する問題がある。

そこで、この問題を解決するために2つのHブリッジ出 力の位相シフト量に加えて各インバータのレグ間の位相シ フト量を調整することで、インダクタ電流の無効電流低減 および ZVS 範囲拡大を達成する方法が提案されている⁽⁷⁾。 しかし、それでもなお、軽負荷領域では大きな電圧変動時 に ZVS が達成できない欠点がある。

また,別のアプローチとして,三相変圧器を用いた三相 DAB コンバータの研究が進められている⁽⁸⁾。同じ負荷に対 して三相 DAB コンバータは単相 DAB コンバータより,直 流中間のコンデンサに流れるリプル電流およびスイッチに 流れる電流を低減できるため,大容量化が可能である。文 献[9]では,従来の Y-Y 結線方式の三相 DAB コンバータの絶 縁トランスの二次側を Δ 結線に変更した Y-Δ 結線方式三相 DAB コンバータを用いることによって公称電圧±14%にお いて全負荷領域で ZVS を達成している。しかし,Chademo 規格のように 50 V~500 V の広い電圧範囲での動作を必要と する用途には不十分である。

そこで本論文では、2 つの高周波トランスを用いた巻線切 替によって、巻数比を考慮した入出力電圧比に対して動作 モードを切り替える手法を提案する。提案法では、バッテ リ側の電圧および負荷に対して、使用するトランスを切り 替えることで、広い電圧範囲に対する ZVS 範囲の拡大およ び無効電流の低減ができる。最後にシミュレーションにて、 巻線切替形 DAB コンバータの有用性を明らかにしたので報 告する。 2. 回路構成

<2·1>Y-Δ 結線三相 DAB コンバータ

図1に従来Y-Δ結線三相DABコンバータの構成図を示す。 この回路は二つの三相ブリッジ回路とY-Δ 結線の三相トラ ンスから構成される。

図 2 に Y- Δ 結線三相 DAB コンバータの動作波形を示す。 パワーフローはインダクタ Lu, Lv, Lw の両側に印加された 電圧, すなわち一次側三相ブリッジ回路と二次側三相ブリ ッジ回路の交流電圧の位相差によって制御することができ る。ここで, L=Lu=Lv=Lw, トランスの巻数比を N とすると 出力電力は位相差 δ によって次のように表される⁽⁸⁾。

$$\begin{cases} P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{\sqrt{3}N\omega L}\delta & (0 \le \delta \le \frac{\pi}{6}) \\ P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{\sqrt{3}N\omega L} \left\{ \frac{3}{2}(\delta - \frac{\delta^2}{6}) - \frac{\pi}{24} \right\} & (\frac{\pi}{6} \le \delta \le \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$
(1)

また, Y-Δ 結線三相 DAB コンバータが ZVS 動作を達成で きる入出力電圧比の条件を(2)式に示す⁽⁸⁾。

$$\frac{V_{in}}{NV_{out}} > \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} & (0 \le \delta \le \frac{\pi}{6}) \\ \frac{9\pi - 18\delta}{4\sqrt{3}\pi} & (\frac{\pi}{6} \le \delta \le \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$
(2)

(2)式より,入出力電圧比が 0.866~1.0 の場合には ZVS 範 囲は位相差に依存しない。すなわち,全負荷領域で ZVS 達 成可能であることが言える。一方,入出力電圧比が 0.866 未 満の場合には位相差によって ZVS 範囲が制限される。

〈2·2〉巻線切替形 DAB コンバータ

図3に提案する巻線切替形 DAB コンバータの構成図を示 す。この回路は一次側三相ブリッジ回路、二次側は三相ブ リッジ回路の1レグをコンデンサ2つに置換した回路,動 作切替に必要な双方向スイッチおよび 2 つの高周波トラン スから構成される。そのため、Y-ム 結線三相 DAB コンバー タとほぼ同様の部品点数で回路を構成することができる。 ここで、双方向スイッチの最大電圧はハーフブリッジ構成 用のコンデンサ電圧と等価であり、レグD, Eのスイッチの 半分の耐圧でよい。さらに双方向スイッチは巻線切替のみ に使うため、スイッチング速度が遅くてもオン抵抗が低い デバイスを選定することができる。また、基本的な動作原 理は単相 DAB コンバータと同様である。一次側インバータ および二次側インバータ出力電圧の位相差によって出力電 力を制御する。大きな電圧変動が発生した場合に、電力伝 送を行うトランスを切り替えることによって ZVS 範囲を拡 大し、無効電流を低減することが可能である。

3. 動作モード

図 4 に提案回路の各動作モードを示す。提案回路では各 レグに 2 つの高周波トランスを接続しているため、使用す るレグの組み合わせにより、(a)トランス 1 によって電力伝 送を行うフルブリッジ動作、(b)トランス 2 によって電力伝



送を行うハーフブリッジ動作, (c)2 つのトランスによって電力伝送を行うハーフブリッジ動作が可能である。以下に各動作について説明する。

〈3・1〉フルブリッジ動作

トランス 1 によるフルブリッジ動作の場合,一次側イン バータはレグ A, B, 二次側インバータはレグ D, Eを動作 させる。出力電力 P_{out} はトランス 1 の一次側電圧 v_{1_FB} と二 次側電圧 v_{2_FB} の位相差 δ によって決定され, (3)式から得ら れる。ここで, V_{in} , V_{out} はそれぞれ入出力の直流電圧, N_{I} はトランス 1 の巻数比である。

$$P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{N_{I}\omega L_{sI}}\delta\left\{1 - \frac{\delta}{\pi}\right\}....(3)$$

インバータを方形波駆動させる場合,レグ A, B, D, E のスイッチが ZVS を達成できる出力電力の条件を(4)式に示 す。

$$\frac{V_{in}V_{out}}{N_{I}\omega L_{sI}}\frac{\pi}{4}\left\{\left|1-\left(\frac{V_{in}}{N_{I}V_{out}}\right)^{2}\right|\right\} \leq P_{out} \leq \frac{V_{in}V_{out}}{N_{I}\omega L_{sI}}\frac{\pi}{4} \dots (4)$$

〈3・2〉トランス2によるハーフブリッジ動作

トランス 2 を利用したハーフブリッジ動作の場合,一次 側インバータはレグ B, C,二次側インバータはレグ E, F を使用する。出力電力 Pout は(5)式で表される。トランス二 次側印加電圧の振幅がフルブリッジ動作時と比較して半分 となるため、出力電力はフルブリッジ動作時より小さくな る。

$$P_{out} = \frac{V_{in}V_{out}}{2N_2\omega L_{s2}}\delta\left\{1 - \frac{\delta}{\pi}\right\}$$
....(5)

ここで *N*₂はトランス 2 の巻数比である。また, レグ B, C, E のスイッチが ZVS を達成できる出力電力の条件を(6) 式に示す。

$$\frac{V_{in}V_{out}}{N_2\omega L_{s2}}\frac{\pi}{8}\left\{\left|1-\left(\frac{N_2V_{out}}{2V_{in}}\right)^2\right|\right\} \le P_{out} \le \frac{V_{in}V_{out}}{N_2\omega L_{s2}}\frac{\pi}{8}..(6)$$

(6)式から,フルブリッジ動作と比較して ZVS を達成できる 負荷の下限値が小さくなること分かる。そのため,ハーフ ブリッジ動作を軽負荷で適用することで ZVS 範囲拡大を実 現できる。

〈3・3〉2つのトランスによるハーフブリッジ動作

2つのトランスによるハーフブリッジ動作の場合,一次側 インバータはレグA, C, 二次側インバータはレグD, Fを 使用する。このとき,電力伝送に関わるインダクタンス値 は Ls1 および Ls2の和となる。そのため, 2つのトランスによ るハーフブリッジ動作における出力電力 Pout は(5)式の Ls2を (Ls1+Ls2)に置き換えた式によって表される。同様に,レグA, C, Dのスイッチが ZVS を達成するための条件も(6)式の Ls2 を(Ls1+Ls2)に置き換えた式によって表される。このことか ら, 2つのトランスを用いた電力伝送は,他の2つの動作と 比較して ZVS を達成できる負荷の下限値が最も小さくな る。

〈3・4〉 インダクタンスの設計

電圧変動時の軽負荷領域において、ZVS 範囲を拡大する ためには、(5)式より追加インダクタ L_{s2} を大きくすることが 効果的であると分かる。そこで本論文では次の手順によっ て、追加インダクタ L_{s1} および L_{s2} の設計を行った。

(1)フルブリッジ動作時の入出力電圧比 1.0, 位相シフト量 π/3 rad において出力電力 1.0 p.u.となる追加インダクタ *L*_{s1} を決定する。

(2)トランス 2 によるハーフブリッジ動作時の入出力電圧 比 0.5,位相シフト量 $\pi/3$ rad において出力電力がフルブリッ ジ動作の ZVS 境界線と重なるように追加インダクタ L_{s2} を 決定する。このときの L_{s2} は次式で表される。

ー方, Y- Δ 結線三相 DAB コンバータの追加インダクタ L は入出力電圧比 1.0, 位相差 $\pi/2$ rad のときの最大伝送電力が 2 つの回路で等しくなるように設計した。表1に追加インダ クタの設計条件および設計結果をまとめる。

図 5 に提案回路および Y-Δ 結線三相 DAB コンバータの ZVS 領域を示す。図5 において提案回路の ZVS 境界線は(4),



(c)Half bridge operation using Tr1 and Tr2. Fig. 4. Operation modes of proposed DAB converter.

Table 1 Design condition

Element	Symbol	Value	
Input voltage	V_{in}	380 V	
Output voltage	Vout	190 to 380 V	
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz	
Rated power	Р	1000 W	
Proposed cicuit			
Number of turns	N_1	1	
	N_2	1	
Additional inductance	L_{sl}	320 µH	
	L_{s2}	190 µH	
Y- Δ connected Three phase DAB converter			
Number of turns	Ν	1	
Additional inductance	L	741 μH	



(6)式より算出した。Y-Δ 結線三相 DAB コンバータの ZVS 境界線は(1), (2)式より算出した。図5よりY-Δ 結線三相 DAB コンバータは入出力電圧比 0.866~1.0 において全負荷領域で のZVS 動作を達成している。しかし,電圧変動時には ZVS 範囲が制限されている。一方,提案回路では,電圧変動時 の軽負荷領域においてY-Δ 結線三相 DAB コンバータよりも 広い ZVS 範囲を達成している。提案回路動作によって入出 力電圧比 0.5 のときに 16.5 %の ZVS 範囲拡大が可能である。 したがって,提案法はY-Δ結線三相 DAB コンバータより電 圧変動時の ZVS 範囲が広いため Chademo 規格に適する。

4. インダクタ電流解析

〈4・1〉フルブリッジ動作時の電流実効値

図6にフルブリッジ動作時のDAB コンバータの等価回路 および動作波形を示す。DAB コンバータの出力電力および パワーフローは一次側インバータと二次側インバータの出 力電圧の位相差 δ によって制御することができる。スイッ チング 1 周期では一次側インバータと二次側インバータの 出力電圧の正負の組み合わせによって 4 つのモードに分け られる。インダクタ電流は正の半周期と負の半周期で同じ 動作となるため、2 つの動作モードを解析することで動作波 形の算出が可能となる。各モードにおけるインダクタ電流 の瞬時値は(8)~(11)式で表される。

$$i_{L_{I_{-}I}}(\theta) = \frac{L_{m_{I}}(V_{in} + N_{I}V_{out})}{\omega L_{m_{I}}L_{s_{I}}} \theta + i_{L_{I}}(0)$$
(8)

$$i_{LI_{-II}}(\theta) = \frac{L_{mI}(V_{in} - N_{I}V_{out})}{\omega L_{mI}L_{sI}}(\theta - \delta) + i_{LI_{-I}}(\delta) \dots (9)$$

$$i_{LI_{\perp}II}(\theta) = \frac{-(L_{sI} + L_{mI})N_{I}V_{out} + L_{mI}V_{in}}{\omega L_{mI}L_{sI}}(\theta - \delta) + i_{LI_{\perp}I}(\delta) \dots (11)$$

ここで, *L*_{m1}はトランス1の励磁インダクタンス, *L*_{s1}はトラ ンス1の漏れインダクタンスと外付けインダクタンスの合 計を示す。インダクタ電流の初期値は(12), (13)式で表され る。

インダクタ電流の実効値は、(14)、(15)式で表される。

$$I_{LI} = \frac{\sqrt{N_{I}V_{in}V_{out}}}{\sqrt{12\pi}\omega L_{mI}L_{sI}} \begin{bmatrix} 4L_{mI}^{2}(-2\delta^{3}+3\pi\delta^{2}) + \pi^{3}\frac{(L_{mI}N_{I}V_{out})^{2}}{V_{in}N_{I}V_{out}} \\ + \pi^{3}L_{mI}^{2}\frac{V_{in}}{N_{I}V_{out}} - 2\pi^{3}L_{mI}^{2} \end{bmatrix}^{\frac{1}{2}} \dots (14)$$

$$I_{Ll} = \frac{\sqrt{N_{l}V_{in}V_{out}}}{\sqrt{12\pi}\omega L_{ml}L_{sl}} \begin{bmatrix} \pi^{3} \frac{(L_{ml}V_{in} - L_{sl}N_{l}V_{out})^{2}}{V_{in}N_{l}V_{out}} - 2\pi^{3}L_{ml}^{2} \\ + \pi^{3} \frac{(N_{l}V_{out})}{V_{in}}L_{ml}(2L_{sl} + L_{ml}) \\ + 4L_{ml}(L_{sl} + L_{ml})(-2\delta^{3} + 3\pi\delta^{2}) \end{bmatrix}^{\frac{1}{2}} \dots (15)$$

〈4・2〉ハーフブリッジ動作時の電流実効値

ハーフブリッジ動作において,トランス二次側印加電圧の



振幅はフルブリッジ動作時の半分となる。そのためハーフ ブリッジ動作時のインダクタ電流実効値 *I*_{L2},*I*_{L2}'は(16), (17) 式で表される。

$$I_{L2} = \frac{\sqrt{N_2 V_{in} V_{out}}}{\sqrt{24\pi} \omega L_{m2} L_{s2}} \begin{bmatrix} 4L_{m2}^{2} \left(-2\delta^{3} + 3\pi\delta^{2}\right) + \pi^{3} \frac{\left(L_{m2} N_2 V_{out}\right)^{2}}{2V_{in} N_2 V_{out}} \end{bmatrix}^{\frac{1}{2}} \dots (16)$$

$$I_{L2} = \frac{\sqrt{N_2 V_{in} V_{out}}}{\sqrt{24\pi} \omega L_{m2} L_{s2}} \begin{bmatrix} 2\pi^{3} \frac{\left(L_{m2} V_{in} - L_{s2} N_2 V_{out}\right)^{2}}{N_2 V_{out}} - 2\pi^{3} L_{m2}^{2} \end{bmatrix}^{\frac{1}{2}} \dots (17)$$

$$H_{L2} = \frac{\sqrt{N_2 V_{in} V_{out}}}{\sqrt{24\pi} \omega L_{m2} L_{s2}} \begin{bmatrix} 2\pi^{3} \frac{\left(L_{m2} V_{in} - L_{s2} N_2 V_{out}\right)^{2}}{V_{in} N_2 V_{out}} - 2\pi^{3} L_{m2}^{2} \end{bmatrix}^{\frac{1}{2}} \dots (17)$$

ここで, *L*_{m2}はトランス2の励磁インダクタンス, *L*_{s2}はトランス2の漏れインダクタンスと外付けインダクタンスの合計を示す。

5. シミュレーション結果

本章では,提案する巻線切替形 DAB コンバータによる ZVS 範囲拡大手法およびインダクタ電流解析の妥当性を検 証するため,シミュレーションを行う。

〈5・1〉各動作モードにおける動作波形

表2にシミュレーション条件を示す。二次側の電圧は380 V一定とし、一次側の電圧は190V~380V、トランス巻数比 はトランス1、トランス2ともに1とした。所望の定格電力 を達成するために、追加インダクタを高周波トランスの一 次側に直列接続している。

図7に一次側電圧 300 V, 位相差 π/3 rad における各動作 モードのシミュレーション波形を示す。図7(a)がフルブリッ ジ動作,図7(b)がトランス2によるハーフブリッジ動作,図 7(c)が2つのトランスによるハーフブリッジ動作である。動 作モードを切り替えることによってトランスの二次側印加 電圧がフルブリッジ動作時の半分となり、ハーフブリッジ 動作を達成できていることが確認できる。

図8に一次側電圧266 V,二次側電圧380 V(入出力電圧比0.7)において、2つのトランスによるハーフブリッジ動作時のインダクタ電流iuおよびS7のゲートソース間電圧とドレインソース間電圧のシミュレーション波形を示す。図8(a)より出力電力0.118 p.u.の場合は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しきれずに、ハードスイッチングしていることが確認できる。一方、図8(b)より出力電流によってスイッチング素子の寄生容量を放電し、ZVSを達成していることが確認できる。

〈5·2〉ZVS 範囲

図9に各動作モードのZVS領域を示す。図9より2つの トランスによるハーフブリッジ動作時,入出力電圧比0.7に おいて出力電力0.118 p.u.はZVS 未達成領域にあり,出力電 力0.121 p.u.はZVS 達成領域にあることから,ZVS範囲検討 結果の妥当性を得た。このことから,提案回路においては 電圧変動時の軽負荷領域においてY-Δ結線三相DAB コンバ ータよりも広いZVS範囲を達成可能であり,入出力電圧比 0.5 のときに最大で16.5 %のZVS範囲拡大が可能であるこ とが確認できた。

〈5・3〉インダクタ電流特性

図10に二次側電圧380V一定としたときの一次側電圧変動に対するインダクタ電流特性を示す。図10(a)に一次側電 圧250V,図10(b)に一次側電圧380V,図10(c)に一次側電 圧190Vの時の各動作モードにおけるインダクタ電流を示 す。シミュレーションは各動作モードのZVS達成領域にお いて行った。図10(a),(b),(c)において理論値とシミュレーシ ョン値の誤差率が0.8%以下で一致し,理論式の妥当性を確 認した。図10(a)においてインダクタ電流を比較すると出力 電力0.60 p.u.付近ではフルブリッジ動作が最もインダクタ 電流が低い。出力電力0.40 p.u.付近になるとフルブリッジ動 作ではZVSが未達成となり、トランス2によるハーフブリ ッジ動作に切り替えることでZVS動作およびインダクタ電 流の低減が可能である。さらに、出力電力0.20 p.u.付近にな

Element	Symbol	Value	
Input voltage	Vin	380 V	
Output voltage	Vout	190 V to 380 V	
Switching frequency	f_{sw}	50 kHz	
Rated power	P	1000 W	
Dead-time	T_d	200 ns	
Parasitic capacitance	C_{ds}	35 pF	
Doubler capacitance	C_1, C_2	470 μF	
Transformer1			
Number of turns	N_1	1	
Magnetizing inductance	L_{ml}	10 mH	
Additional inductance	L_{sl}	320 µH	
Transformer2			
Number of turns	N_2	1	
Magnetizing inductance	L_{m2}	10 mH	
Additional inductance	L_{s2}	190 µH	



(c) Waveforms at half bridge operation using Tr1 and Tr2. Fig. 7. Operation waveforms at each mode.



(b)Output power P_{out} =0.121 p.u. Fig.8. Gate signal and drain source voltage of S_{7.} るとトランス2によるハーフブリッジ動作では ZVS が未達 成となることから、2つのトランスによるハーフブリッジ動 作に切り替えることで軽負荷動作での ZVS 達成およびイン ダクタ電流の低減が可能である。したがって、電圧および 負荷に応じて巻線を切り替えることでインダクタ電流の低 減に効果があることが確認できた。図 10(b)においてインダ クタ電流を比較するとフルブリッジ動作時が最もインダク タ電流が低い。入出力電圧比が巻数比と等しい場合にはフ ルブリッジ動作が最適動作であることが確認できる。図 10(c)においてインダクタ電流を比較すると出力電力 0.40 p.u.以下においてトランス2によるハーフブリッジ動作が最 もインダクタ電流が低い。これは、フルブリッジ動作が最 もインダクタ電流が低い。これは、フルブリッジ動作から ハーフブリッジ動作に切り替えることによってトランス二 次側印加電圧が 380 V の半分となり、入出力電圧比と巻数比 が一致しているためである。

6. まとめ

本論文では、巻線切替形 DAB コンバータの負荷および電 圧変動に対応した動作モード切替を提案した。提案回路で は電圧変動及び負荷に対して動作モードおよび使用するト ランスを切り替えることにより、ZVS 範囲の拡大および無 効電流を低減できることを明らかにした。また、提案回路 は Y-ム 結線三相 DAB コンバータと比較して入出力電圧比 0.5 の時に ZVS 範囲を拡大可能であることを確認した。

今後の予定として,実機検証を行う。



- (1) Felix Jauch and Jürgen Biela : "Generalized Modeling and Optimization of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Including Frequency Variation", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.5 pp.593-601 (2015)
- (2) Duy-Dinh Nguyen and Duc Tuyen Nguyen and Goro Fujita : "New Modulation Strategy Combining Phase Shift and Frequency Variation for Dual-Active-Bridge Converter ", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 6, No. 2 p. 140-150 (2017)
- (3) R. W. D. Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala. "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", IEEE Trans on Industry Applications, Vol, 27, No. 1, pp. 63-73 (1991)
- (4) Kheraluwala M.N, etc :"Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1294-1301 (1992)
- (5) Felix Jauch and Jürgen Biela : "Static Characteristic Analysis of Proposed Bi-Directional Dual Active Bridge DC-DC Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.5 pp.602-610 (2015)
- (6) 常盤宏昌,"充電インフラを形成する大容量急速充電器 「TQVC500M3」とCHAdeMOプロトコル", NEC 技報, Vol.65, No.1 (2012)
- (7) A. K. Jain, R. Ayyanar : "Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.26, No.4 pp.1215-1227 (2011)
- (8) Nico H. Baars, Jordi Everts, Cornelis G. E. Wijnands, Elena A. Lomonova : "Performance Evaluation of a Three-Phase Dual Active Bridge DC–DC Converter With Different Transformer Winding Configurations", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.31, No.10 pp.6814-6823 (2015)
- (9) 周藤 龍, 清水 敏久: "Y-Δ結線による三相絶縁型双方向 DC/DC コン バータの軽負荷時の効率改善", 電気学会論文誌D(産業応用部門 誌) Vol. 133 No. 6 P 595-608 (2013)



Fig. 9. ZVS region of proposed DAB converter.



Fig. 10. Relationship between Inductor current and output power.