

電圧および負荷運転範囲に着目した 双方向絶縁形 DC-DC コンバータトポロジーの比較検討

宅間 春介 比嘉 隼 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Comparison of Bidirectional Isolated DC to DC Converter Topology Focus on Voltage and Load Condition

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

This paper clarified a loss of a dual active bridge (DAB) converter and a forward converter on a bi-directional isolated DC-DC converter. A conduction loss and switching loss of each converter are formulated. Efficiency characteristics are estimated by loss calculation against the voltage fluctuation. In the forward converter, the converter efficiency at the heavy load is constant against the voltage fluctuation. Besides, the converter efficiency of the DAB converter at the middle load is higher than that of the forward converter. From above, the forward converter is suited to wide voltage range for battery. On the other hand, the DAB converter is suited to wide load range at close to the nominal voltage.

キーワード：絶縁形 DC-DC コンバータ, DAB コンバータ, フォワードコンバータ,
(Keywords, isolated DC-DC converter, DAB converter, Forward converter)

1. はじめに

近年、電気自動車やスマートグリッドを対象とした、蓄電システムが注目を集めている。バッテリーへの蓄電およびグリッド側への放電がコンバータに求められるため、双方向絶縁型 DC-DC コンバータが用いられている。バッテリーへの充電では、バッテリー電圧の変動や負荷変動に対して、高効率なコンバータが求められる。

双方向絶縁型 DC-DC コンバータの一方式として、2台のフルブリッジコンバータと直流リアクトルで構成されたフォワードコンバータが提案されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。トランスの巻き数比による昇降圧だけでなく、直流リアクトルを利用した昇降圧が可能である。さらに、直流リアクトルによって低圧側の電流リップルを低減できる特徴を持つ。これは、バッテリーへの充電を考えた時に有用である。しかし、トランスの漏れインダクタンスに起因したサージ電圧の問題がある。電圧形コンバータでは、トランスの漏れインダクタンスのエネルギーは電源に回生される。一方、電流形コンバータの場合、素子の寄生容量に転流し、サージ電圧が発生する。サージ電圧に合わせて高耐圧な素子を選定すると、オン抵抗の小さい半導体デバイスを選定できず、高効率化の妨げとなる。サージ電圧をスナバ回路でクランプする方式では部品点数の増加やスナバ回路での損失が発生する。

別の方式として、デュアルアクティブブリッジコンバー

タ(DAB コンバータ)がある⁽⁴⁾⁻⁽⁵⁾。トランスの漏れインダクタンスとスイッチング素子の寄生容量により、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成する。しかし、ZVS 範囲は入出力電圧比と巻き数比の差に依存して制限される。また、DAB コンバータ単体では、入出力電流に大きな電流リップルを持つ。

さまざまな双方向絶縁型 DC-DC コンバータ提案されているが、用途ごとに適したコンバータを理論的に解析している論文は著書らの知る限り少ない。文献(5)では、DAB コンバータ単体の詳細な効率評価を行っているがほかの回路への優位性が明らかでない。文献(6)-(8)では、異なる回路トポロジー、例えばフォワードコンバータや DAB と比較検討を行っているが、理論的な損失の割合を明確にしていない。

本論文では、絶縁型双方向 DC-DC コンバータとして、DAB コンバータとフルブリッジコンバータの損失の定式化を行う。導出した損失の理論式より、電圧変動や負荷変動において効率特性がどのように変化するか効率予測を行い、各トポロジーの特徴を明らかにする。効率の算出と比較により、フォワードコンバータの場合、回路に流れる電流の実効値が DAB コンバータより小さく導通損失を低減できることを確認した。また、DAB コンバータは入出力電圧比と巻き数比が同じ場合、ZVS 範囲が広いことによるスイッチング損失の低減と、トランスのピーク電流が小さいため、交流インダクタを小さく設計できる指針を得たので、詳細を報告する。

2. 回路構成

図 1 にフォワードコンバータの回路構成を示す。フルブリッジコンバータ 2 台と高周波トランスおよび直流部のインダクタ L_{dc} で構成される。直流インダクタ側のコンバータが低圧側の回路、もう一方が高圧側の回路として動作する。このため、低圧側の電流リップルを低減できる特徴を持つ。 V_{out} が V_{in} に対して小さい場合、 i_{dc} が増加し直流インダクタに蓄えるエネルギーは大きくなる。結果、インダクタの大型化が懸念される。

図 2 に DAB コンバータの回路構成を示す。フォワードコンバータと比較して、直流部のインダクタを必要としないが、交流部にインダクタを必要とする。このインダクタはトランスの漏れインダクタンス L_l を利用する場合と外付けでインダクタンス L_{ac} を追加する場合がある。低圧側につける場合はインダクタンス値が小さくてよいが、最大瞬時電流が大きくなることから、飽和しない空芯リアクトルを用いられる。高圧側の場合、最大瞬時電流は巻き数比だけ小さくなるので、コアを用いてインダクタを構成する。

3. 回路損失の定式化

フォワードコンバータと DAB コンバータの損失に関する理論式をそれぞれ導出する。今回は充電(高圧側から低圧側への電力伝送)方向について検討する。

(3・1) フォワードコンバータの電流実効値

図 3 に充電時のフォワードコンバータの動作波形を示す。このとき、直流インダクタの電流は連続とし、漏れインダクタンスに対して励磁インダクタンスは非常に大きいとして励磁電流を無視する。高圧側のコンバータでは、各レグのスイッチングの位相差 δ を可変することで、高圧側コンバータの出力電圧を制御する。さらに、トランス二次側電圧に合わせた低圧側コンバータの整流動作によって、直流インダクタの電流を制御し電力伝送を行う。フォワードコンバータのスイッチング 1 周期では 6 つのモードに分けられるが正の半周期と負の半周期で同じ動作となるので 3 つのモード毎の瞬時電流について議論する。

Mode I 高圧側コンバータの S_{ap} がオンし S_{an} がオフとなる。トランス二次側電流 i_{se} の方向は反転する。トランス二次側電流 i_{se_I} がインダクタ電流 i_{dc} と等しくなると **Mode I** は終了する。

$$i_{se_I}(\theta) = \frac{V_{in}}{L_l} t + i_{se}(0) \dots\dots\dots (1)$$

Mode II トランスの印加電圧は V_{in}/N となり、直流インダクタ電流は増加する。同様にトランス二次側電流も増加し **Mode II** の電流 i_{se_II} は(2)式で表される。

$$i_{se_II}(\theta) = \left\{ \frac{V_{in}}{N} - V_{out} \right\} \frac{\theta}{L_{dc}} + i_{se_I}(\Delta\theta) \dots\dots\dots (2)$$

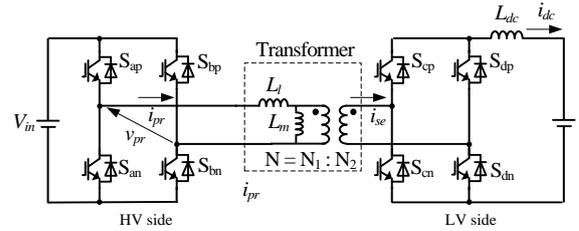


Fig. 1. Forward converter

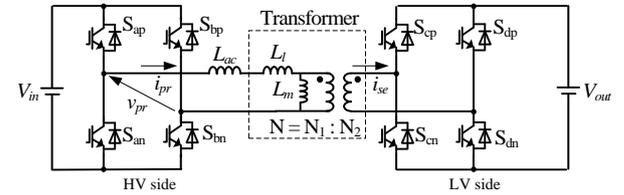


Fig. 2. Dual active bridge converter

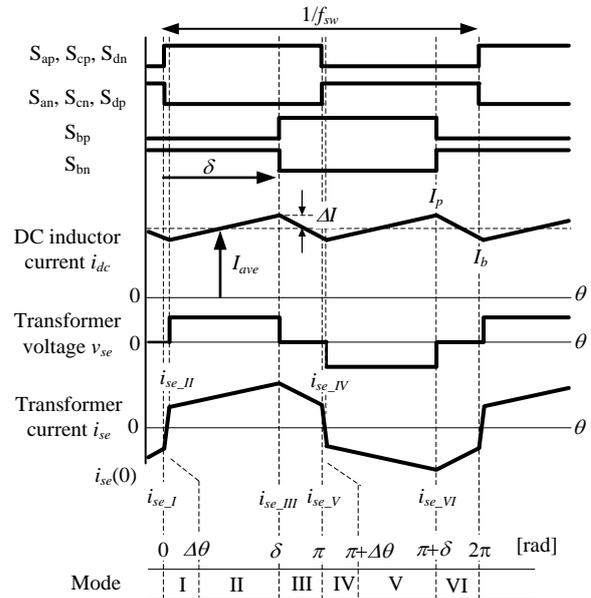


Fig. 3. Operation waveforms of forward converter for charging mode

Mode III 高圧側コンバータの S_{bp} がオンし、 S_{bn} がオフする。トランス二次側はゼロ電圧となり、直流インダクタから放電するモードとなる。Mode III の電流 i_{se_III} は(3)式で表される。

$$i_{se_III}(\theta) = -\frac{V_{out}}{L_{dc}} \theta + i_{se_II}(\delta) \dots\dots\dots (3)$$

ここで、**Mode I** は、漏れインダクタンスが微小であれば **Mode II** と **III** に対して短い周期となるので電流実効値を計算するうえで、漏れインダクタンスを無視する。トランス二次側の電流実効値 I_{se} は(4)式で表される。

$$I_{se} = \sqrt{I_{ave}^2 + \frac{1}{12} \left\{ \left(\frac{V_{in}}{N} - V_{out} \right) V_{out} \right\}^2 \frac{1}{\left(\frac{V_{in}}{N} L_{dc} f_{sw} \right)^2}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで f_{sw} はスイッチング周波数、 I_{ave} は直流電流の平均値である。

〈3・2〉 DAB コンバータ

図 4 に DAB コンバータの等価回路および動作波形を示す。各インバータ出力電圧の位相差 δ により出力電力および電力方向を制御することができる。スイッチング 1 周期では 4 つのモードに分けられるが正の半周期と負の半周期で同じ動作となるため、2 つの動作モードのみで動作波形を計算できる。各モードに於けるインダクタ電流の瞬時値は(5)-(8)式で表すことができる。

$$i_{HV_I}(\theta) = \frac{L_m(V_{in} + NV_{out})}{\omega L_m L} \theta + i_{HV}(0) \dots\dots\dots (5)$$

$$i_{HV_II}(\theta) = \frac{L_m(V_{in} - NV_{out})}{\omega L_m L} (\theta - \delta) + i_{HV_I}(\delta) \dots\dots\dots (6)$$

$$i_{LV_I}(\theta) = \frac{(L + L_m)NV_{out} + L_m V_{in}}{\omega L_m L} \theta + i_{LV}(0) \dots\dots\dots (7)$$

$$i_{LV_II}(\theta) = \frac{-(L + L_m)NV_{out} + L_m V_{in}}{\omega L_m L} (\theta - \delta) + i_{LV_I}(\delta) \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 L_m はトランスの励磁インダクタンス、 L はトランスの漏れインダクタンスと外付けのインダクタンスの合計を示す。トランス電流の初期値は(9)、(10)式で表される。

$$i_{HV}(0) = -\frac{L_m \{ \pi V_{in} - (\pi - 2\delta) NV_{out} \}}{2\omega L L_m} \dots\dots\dots (9)$$

$$i_{LV}(0) = -\frac{\pi L_m V_{in} - (\pi - 2\delta)(L_1 + L_m) NV_{out}}{2\omega L L_m} \dots\dots\dots (10)$$

トランス電流の実効値は(5)、(6)より、(11)、(12)式で表される。

$$I_{HV} = \frac{\sqrt{NV_{in} V_{out}}}{\sqrt{12\pi\omega L_m L}} \left[4L_m^2 (-2\delta^3 + 3\pi\delta^2) + \pi^3 \frac{(L_m NV_{out})^2}{V_{in} NV_{out}} \right]^{\frac{1}{2}} + \pi^3 L_m^2 \frac{V_{in}}{NV_{out}} - 2\pi^3 L_m^2 \dots\dots\dots (11)$$

$$I_{LV} = \frac{\sqrt{NV_{in} V_{out}}}{\sqrt{12\pi\omega L_m L}} \left[\pi^3 \frac{(L_m V_{in} - L NV_{out})^2}{V_{in} NV_{out}} - 2\pi^3 L_m^2 \right]^{\frac{1}{2}} + \pi^3 \frac{(NV_{out})}{V_{in}} L_m (2L + L_m) + 4L_m (L + L_m) (-2\delta^3 + 3\pi\delta^2) \dots\dots\dots (12)$$

〈3・3〉 導通損失

フォワードコンバータの高圧側の導通損失はトランス二次側の電流実効値より(13)、(14)式で表される。

$$P_{cond_HV} = 2R_{on_HV} \left(\frac{I_{se}}{N} \right)^2 \dots\dots\dots (13)$$

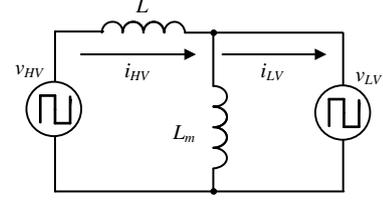


Fig. 4. Ideal equivalent circuit of DAB converter.

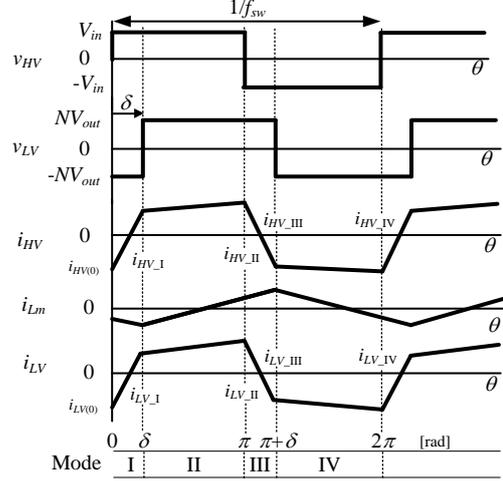


Fig. 5. Operation waveforms of DAB converter.

$$P_{cond_LV} = 2R_{on_LV} I_{se}^2 \dots\dots\dots (14)$$

同様に DAB コンバータの導通損失は(15)、(16)で表される。

$$P_{cond_HV_DAB} = 2R_{on_HV} I_{HV}^2 \dots\dots\dots (15)$$

$$P_{cond_LV_DAB} = 2R_{on_LV} (NI_{LV})^2 \dots\dots\dots (16)$$

ここで、 R_{on_HV} は高圧側コンバータのオン抵抗、 R_{on_LV} は低圧側コンバータのオン抵抗である。

〈3・4〉 スイッチング損失

フォワードコンバータのスイッチング損失は充電時の場合、高圧側のみで発生し、(17)式で表される。

$$P_{sw_HV} = \frac{f_{sw}}{V_{s_HV}} 2V_{in} \{ e_{off_HV}(i_{se_II}) + e_{off_HV}(i_{se_III}) \} \dots\dots\dots (17)$$

DAB コンバータのスイッチング損失は(18)、(19)式で表される。

$$P_{sw_HV_DAB} = \frac{f_{sw}}{V_{s_HV}} 2V_{in} \{ e_{off_HV}(i_{HV}(0)) + e_{off_HV}(i_{HV_II}) \} \dots\dots\dots (18)$$

$$P_{sw_LV_DAB} = \frac{f_{sw}}{V_{s_LV}} 2V_{out} \{ e_{off_LV}(Ni_{LV_I}) + e_{off_LV}(Ni_{LV_III}) \} \dots\dots\dots (19)$$

e_{off} はスイッチング 1 回のターンオフ損失、 V_{s_HV} 及び V_{s_LV} はターンオン損失とターンオフ損失測定時の素子印加電圧である。ここで、測定したスイッチング損失を二次式で近似すると(20)、(21)式で表される。

$$e_{off_HV}(i_{HV}) = k_{toff3_HV} \left(\frac{i_{se}}{N}\right)^2 + k_{toff2_HV} i_{HV} + k_{toff1_HV} \dots (20)$$

$$e_{off_LV}(i_{LV}) = k_{toff3_LV} i_{se} + k_{toff2_LV} N i_{LV} + k_{toff1_LV} \dots (21)$$

k_{off1} , k_{off2} , k_{off3} はそれぞれスイッチング損失を二次式で近似したときの定数項, 一次の係数, 二次の係数である。

(3・6) スナバ損失

フォワードコンバータでの充電動作時, Mode I で漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーは電源に回生するため, スナバキャパシタの電圧 V_{snu} は上昇しない。しかし, 双方向動作を考慮すると, サージ電圧を抑制するために直流インダクタとフルブリッジコンバータの間に RCD スナバの接続が想定される。スナバでの損失はスナバ抵抗 R_{snu} とスナバキャパシタ電圧の関係より(23)で表される。

$$P_{snu} = \frac{V_{snu}^2}{R_{snu}} \dots (22)$$

4. 設計方法

表 1 に設計する回路パラメータを示す。効率特性の比較のため, 入出力電圧変動範囲, 最大伝送電力, 半導体素子, スwitching 周波数はすべて同一とする。

(4・1) トランス設計方法

フォワードコンバータは, 充電時に直流部のインダクタによって降圧動作となる。つまり, トランスの巻き数比を小さくできるが, 低圧側コンバータの印加電圧は V_{in}/N と二次側電圧に依存しないため, 巻き数比によっては素子耐圧を高くする必要がある。本検討では, 低圧側の半導体素子の耐電圧を同一としてトランスの巻き数比をそれぞれ設計した。

図 6 にトランスの巻き数比とトランス二次側電圧の関係を示す。フォワードコンバータの場合, 動作条件は $V_{in}/N > V_{out}$ であり, 図 6 の斜線部が動作範囲である。そのため, 高圧側の最小電圧 V_{in_min} と低圧側の V_{out_max} から巻き数比は(24)式で表される。

$$N < \frac{V_{in_min}}{V_{out_max}} \dots (24)$$

本稿では最小の巻き数比に対して, マージンを設けて巻き数比 6 で設計をした。

DAB コンバータでは, 定格入出力電圧で ZVS 範囲が最大となるように巻き数比を決定する。つまり, 入出力電圧比と巻き数比が一致するように設計をする。

(4・2) インダクタ設計方法

フォワードコンバータの直流インダクタ L_{dc} は, 定格時の許容電流リップルから(25)式で表される。

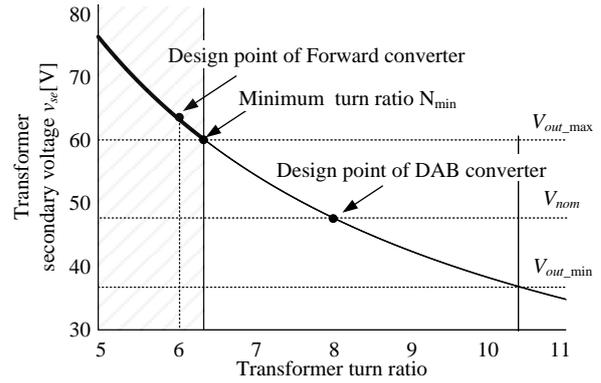


Fig. 6. Design of transformer turn ratio

Table 1 Simulation conditions

Element	Symbol	Value	
		DAB	Forward
Rated power	P_{rated}	0.8 kW	
DC voltage in HV side	V_{in}	380 V	
DC voltage in LV side	V_{out}	36~60 V	
Nominal voltage in LV side	V_{nom}	48 V	
Switching frequency	f_{sw}	100 kHz	
Dead time at HV side	T_{d_HV}	125 ns	125 ns
Dead time at LV side	T_{d_LV}	175 ns	
Over lap at LV side	T_{o_LV}		100 ns
DC inductor	L_{dc}		35 μ H
Additional inductor	L	123 μ H	
Leakage inductor	L_l	40 μ H	9 μ H
Magnetizing inductance	L_m	12 mH	5 mH
Transformer turn ratio	N	$N_1/N_2 = 40/5$	$N_1/N_2 = 30/5$
Snubber resistor	R_{snu}		2 k Ω
Snubber capacitor	C_{snu}		1.0 μ F

$$L_{dc} = \frac{1}{f_{sw} \Delta I} \frac{(V_{in} - V_{out}) V_{out}}{2 V_{in}} \dots (25)$$

DAB コンバータでは, 入出力電圧と追加の交流インダクタ L_{ac} および位相差で伝送電力が決まる。今回は, 位相差 0.73rad で定格 800W となるように追加インダクタを 163 μ H 設計した。

ここで, 直流インダクタ L_{dc} と追加インダクタ L_{ac} のエネルギーを比較する。出力電圧 36V, 定格出力時に一次側電流は最大値となり(5), (6)式より, $I_{ac_max} = 4.77A$ となる。同様に直流側の最大電流は(1)-(3)式より, $I_{dc_max} = 23.33A$ となる。この点でインダクタに蓄える必要のあるエネルギーを比較すると, 直流インダクタ側のエネルギーが 5 倍大きくなる。つまり, 巻き数比を大きく設計するような入出力電圧場合, 交流インダクタのほうが体積を小さく設計することができる。

5. 効率の算定と比較

導通損失，スイッチング損失に関するトランス二次側電流の実効値についてシミュレーションを用いて妥当性を検証する。その後，各損失の合計より，各 DC-DC コンバータの理論的な効率特性を算出する。入力電圧は 380V 一定とし，出力電圧は 48V を基準として $\pm 25\%$ の変動を想定する。高圧側コンバータには SCT3030AL(ROHM)，低圧側コンバータには IRFP4110PbF(International Rectifier)を使用した。

表 2 にトランスおよびインダクタのコアの形状および線材を示す。トランスおよびインダクタの損失については，Gecko Magnetics を用いてモデルを作成し解析する。Gecko Magnetics では，文献(9)に示す improved-improved generalized Steinmetz equation (i2GSE)を用いて解析を行っている。

図 7(a)に出力電圧 48V，図 7(b)に出力電圧 36V と 60V の時の負荷毎のフォワードコンバータと DAB コンバータのトランス二次側電流を示す。図 7(a)より，シミュレーション結果と理論値の値が誤差率 0.35%以下で一致するため理論式の妥当性を確認した。トランス電流実効値を比較すると DAB コンバータのほうが大きいことがわかる。つまり，(13)-(16)式より，半導体デバイスの導通損失の観点からフォワードコンバータが有利であるといえる。図 7(b)より，フォワードコンバータでは出力電圧が変動すると，トランス電流実効値は出力電力に対してほぼ線形になる。一方，DAB コンバータでは，軽負荷において無効電流の影響により電流実効値が高くなる。

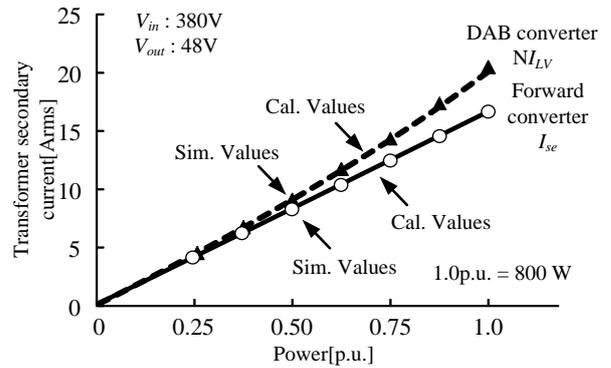
図 8 に定格 800W 時，出力電圧を変動させたときの効率特性を示す。定格負荷時は 36V-60V のすべての出力電圧範囲で ZVS を達成しているため，ターンオン損失をゼロとして効率を算出した。出力電圧変動に対して，効率の変化はフォワードコンバータで効率が 0.6%(損失で 4.6 W)，DAB コンバータで 2.2%(損失で 17.6 W)であり，電圧変動に対してより不感なコンバータはフォワードコンバータである。

図 9 に定格時の出力電圧別の損失の内訳を示す。DAB コンバータおよびフォワードコンバータともに，ZVS 領域であるため，ターンオン損失をゼロとする。支配的な損失は高圧側のターンオフ損失である。両コンバータではほぼ同様の損失となる。大きな違いとなるのは，低圧側コンバータのターンオフ損失であり，出力電圧 36V のとき DAB コンバータでは 7.8W になる。また，前項で述べたように電流実効値は DAB コンバータのほうが大きいため，特に低圧で導通損失の割合が大きくなる。フォワードコンバータの損失に着目すると，出力電流リップルが最小となる 60V でインダクタの鉄損が 0.5W 未満となり非常に小さくなっていることがわかる。トレードオフとして，電流リップルが最大となる 36V では，インダクタの鉄損は増加する。すべての電圧範囲で，スナバ損失は固定損として発生する。これは，スナバ電圧は V_{in}/N が最小となり， V_{out} に依存しないためである。

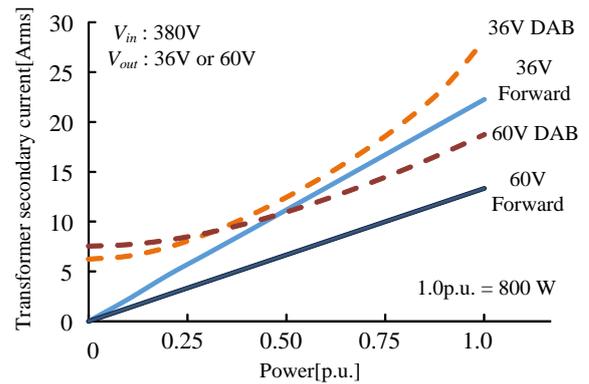
図 10 に出力電圧 36V，48V，60V のときの効率特性を示す。このとき，ターンオン損失は考慮していない。ZVS 範

Table 2 Parameters of transformer and inductor

	Forward converter	DAB converter
Transformer	HVside: Litz wire $\phi 0.1 \times 100$ LVside: Litz wire $\phi 0.1 \times 504 \times 2$ PC40 EI 60*45*16 (TDK)	HVside: Litz wire $\phi 0.1 \times 100$ LVside: Litz wire $\phi 0.1 \times 504 \times 2$ PC40 EI 70*55*19 (TDK)
Inductor	Litz wire $\phi 0.1 \times 100$ N87 EE 55/28/19 (EPCOS) Gap: 0.1 mm, Turn number: 6	Litz wire $\phi 0.1 \times 100$ PC40 EI 50-Z (TDK) Gap: 1.1 mm, Turn number: 24



(a) V_{out} 48 V



(b) V_{out} 36 V and 60 V

Fig. 7. Relationship between transformer current and power

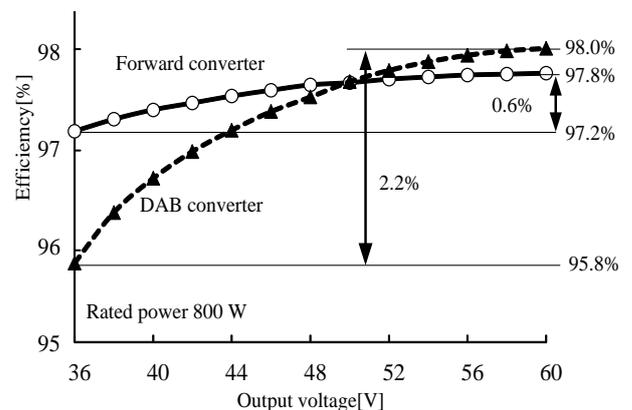


Fig. 8. Efficiency characteristics each output voltage

囲外では，本効率予測の結果からターンオン損失を減算する必要がある。800W までの負荷に対して，効率特性が一樣となるのはフォワードコンバータである。しかし，50%負荷で効率が高いのは DAB コンバータとなり，広い負荷範囲で

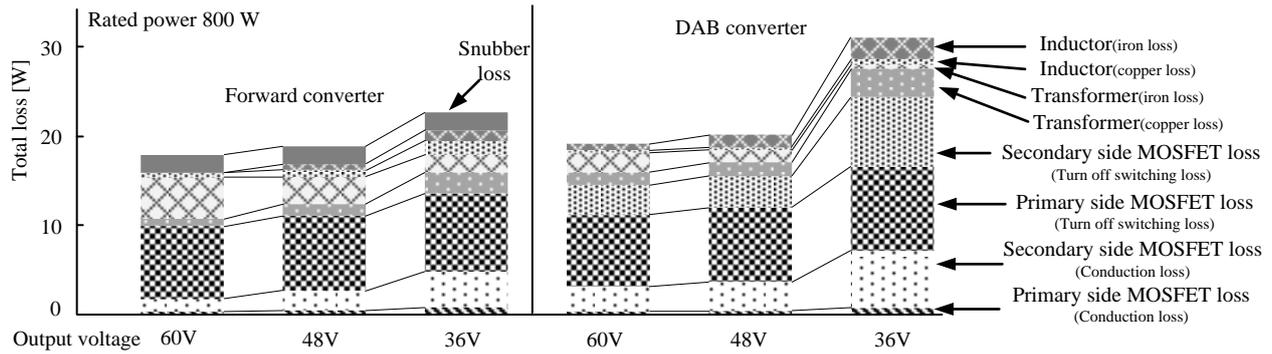


Fig. 9. Loss analysis at rated power 800 W

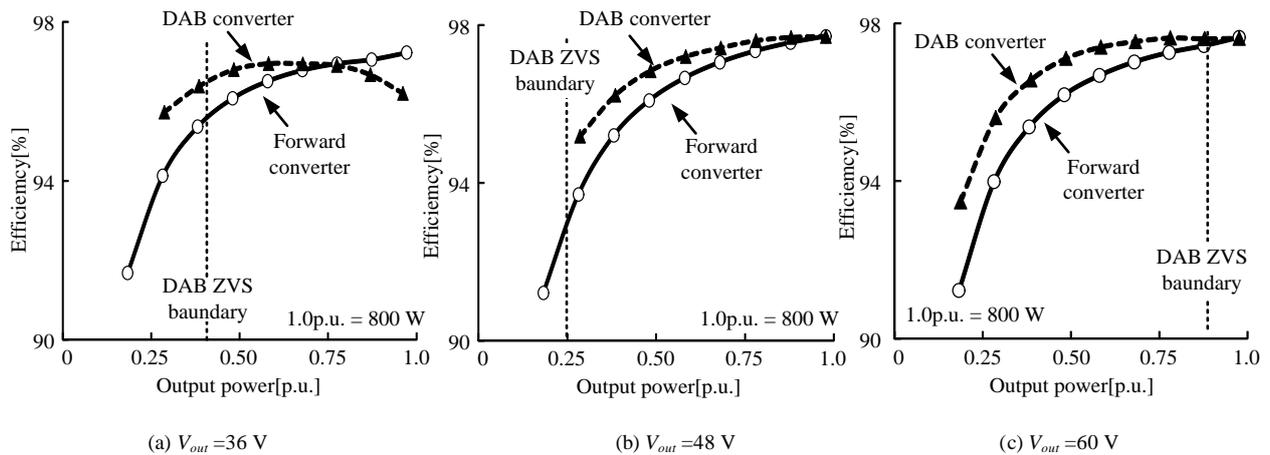


Fig. 10. Calculation results of loss of DAB converter and front-end converter

駆動することを考えたときに適している方式である。

6. まとめ

DAB コンバータとフォワードコンバータの損失について定式化を行いそれぞれの効率を算出した。比較検証の結果、フォワードコンバータの利点は、無効電流を流すことなく電力伝送するため回路の導通損失を低減できる。しかし、巻き数比が大きいと直流インダクタに流れる電流が大きくなるため、蓄えるエネルギー量は大きくなり、インダクタの体積が増加する。さらに、トランスの漏れインダクタンスによるサージ抑制のためスナバ回路が追加が必要となる。DAB コンバータは入出力電圧比と巻き数比が一致する範囲で ZVS 範囲が最大となる。また、トランス電流のピーク値も小さくなるため、追加のインダクタンスの体積を小さく設計することができる。以上のことから、DAB コンバータでは電圧変動の少ないアプリケーションで特に有用であることを確認した。

今後の予定は、実機実験での効率と比較検証することで損失の理論式の妥当性の検証を行う。

文 献

(1) P. Xuwei, A. K. Rathore and U. R. Prasanna, "Novel Soft-Switching Snubberless Naturally Clamped Current-Fed Full-Bridge Front-End-Converter-Based Bidirectional Inverter for Renewables, Microgrid, and UPS Applications," in IEEE Transactions on Industry

Applications, vol. 50, no. 6, pp. 4132-4141, Nov.-Dec. 2014.
 (2) P. Xuwei and A. K. Rathore, "Novel Bidirectional Snubberless Naturally Commutated Soft-Switching Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicles," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 5, pp. 2307-2315, May 2014.
 (3) T. F. Wu, J. G. Yang, C. L. Kuo and Y. C. Wu, "Soft-Switching Bidirectional Isolated Full-Bridge Converter With Active and Passive Snubbers," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 3, pp. 1368-1376, March 2014.
 (4) Felix Jauch and Jurgen 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.
 (5) R. Pittini, M. C. Mira, Z. Zhang, A. Knott and M. A. E. Andersen, "Analysis and comparison based on component stress factor of dual active bridge and isolated full bridge boost converters for bidirectional fuel cells systems," 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, 2014, pp. 1026-1031.
 (6) Duy-Dinh Nguyen, Duc Tuyen Nguyen, and Goro Fujita, "New Modulation Strategy Combining Phase Shift and Frequency Variation for Dual-Active-Bridge Converter", IEEJ J. Industry Applications, vol.6, no.2, pp.140-150, 2017.
 (7) M. Mohr and F. W. Fuchs, "Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for the Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems," 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Shanghai, 2006, pp. 1-7.
 (8) L. Roggia, F. Beltrame, L. Schuch and J. R. Pinheiro, "Comparison between full-bridge-forward converter and DAB converter," 2013 Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, 2013, pp. 224-229.
 (9) J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar and A. Ecklebe, "Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 2, pp. 964-973, Feb. 2012.