

る必要があり、装置が大型化する。

一方、非共振方式の双方向絶縁形 DC-DC コンバータとして、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(8-12)。DAB コンバータではトランスの漏れインダクタンスのインピーダンスで最大の出力電力が決定されるため、高周波化による小型化が容易である。さらに、デッドタイム期間中にスイッチング素子の出力容量の電荷をゼロまで放電できるため、ZVS を達成できる。しかし、巻数比と入出力電圧比が一致しない場合、ZVS 範囲が制限され(8)、インダクタ電流のピーク値が増加する(8)。したがって、本方式は電圧変動に対して高効率で駆動可能な負荷範囲が狭いという課題が存在する。

電圧変動時のソフトスイッチング範囲拡大および電流ピーク値の低減を目的に、これまでに多数の変調法が提案されている。まず、電圧変動および負荷変動に対して両側インバータ出力電圧のゼロ電圧期間を制御する PWM 方式がある(13-18)。文献(14)では、各インバータレグのスイッチング信号の位相を変えることで ZVS 範囲および無効電流の低減を提案している。しかし、電圧変動に対する ZVS 可能な動作範囲拡大という観点では十分な効果が得られていない。また、導通損失削減を目的としたインダクタ電流低減手法としては、電圧および負荷変動時にインダクタ電流が電流不連続モードとなるように、各インバータの出力電圧の位相差とゼロ電圧期間を制御する手法が提案されている(17)(18)。この方式は ZCS を達成できるが、デッドタイム期間中に素子の出力容量に充電された電荷を引き抜くことができないため、素子の出力容量 C_{oss} がもつエネルギー分の損失が発生する。そのため、高周波駆動した際のスイッチング損失が無視できなくなり、高周波化が困難である(19)。一方、スイッチング周波数を変更し、インダクタ電流の低減および ZVS 範囲を拡大する手法が提案されている(20)(21)。しかし、本方式は重負荷領域で駆動した際はスイッチング周波数が低くなるため、バッテリー側のフィルタが大型化する可能性がある。

さらに、疎結合の高周波トランスと励磁電流を利用し、大きな電圧変動に対してもすべての負荷範囲で ZVS を達成する方式が提案されている(22)(23)。しかし、重負荷領域では従来の密結合トランスを用いた方式に比べて励磁電流が大きく、磁気部品の銅損および導通損失の増加が課題となる。

本論文ではこうした技術的課題を踏まえ、DAB コンバータの新しい高効率化手法として補助インダクタを用いた等価励磁電流切り替え方式を提案する。提案方式は動作領域に応じて外付けインダクタおよび補助スイッチを用いて等価的に励磁インダクタンスを可変させる。具体的には軽負荷時では双方向スイッチをオンにすることで、補助インダクタとトランスが並列接続となり、等価的に励磁インダクタンスが小さくなる。したがって、等価的な励磁電流が増加するため、軽負荷時の ZVS を達成できる。一方、重負荷時は負荷電流のみで ZVS を達成できるため、双方向スイッチにより補助インダクタを高周波トランスから切り離すこ

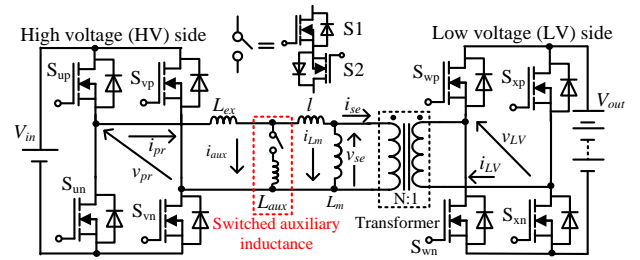


Fig. 1. Circuit configuration of DAB converter with switched auxiliary inductor.

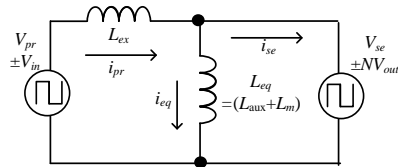


Fig. 2. Equivalent circuit of DAB converter.

とで等価的な励磁インダクタンスが大きくなり、等価的な励磁電流を低減する。以上より、提案法を用いることで軽負荷から重負荷領域まで広い負荷範囲で高効率化を達成できる。なお、本論文では、トランスの励磁電流と補助インダクタの電流を含めた電流を等価励磁電流と定義する。

本論文の構成は、以下のようにになっている。まず、インダクタ切り替え方式を用いた DAB コンバータの回路構成および励磁インダクタンスが異なる条件における動作を解析する。次に、サージ電圧や直流偏差が発生しない補助インダクタ切り替えシーケンスを説明する。最後に試作器を用いて実機検証を行い、電圧変動に対して広い負荷範囲で高効率を達成できることを確認する。

2. 提案回路

〈2・1〉回路構成 図1に補助インダクタによる等価励磁電流切り替え方式を適用した DAB コンバータの構成図を示す。この回路は2台の2レベルインバータ、追加インダクタンス L_{ex} 、漏れインダクタ l および励磁インダクタ L_m を考慮した高周波トランス、2つのスイッチ $S1, S2$ を逆直列接続した双方向スイッチおよび補助インダクタ L_{aux} から構成される。なお、本論文では、パワーフローが高圧側から低圧側を充電動作、低圧側から高圧側を放電動作と呼ぶ。

図2に DAB コンバータの等価回路を示す。2台のフルブリッジインバータは方形波電圧を出力し、各インバータ出力電圧の位相差 δ により電流方向および漏れインダクタンスや追加インダクタンスに印加される電圧を制御する。したがって、等価回路は両側インバータの出力電圧である方形波電圧源の間に等価励磁インダクタンス L_{eq} および追加インダクタンス L_{ex} がある構成となる。なお、漏れインダクタンスは等価励磁インダクタンスより十分小さいとして無視している。

図3にスイッチング1周期の動作波形を示す。スイッチング周期の動作は4つのモードから構成される。インダクタ電流および励磁電流は交流波形となるため、スイッチング $1/2$ 周期を計算することで全電流波形を表すことができ

る。したがって、一次側インダクタ電流と二次側インダクタ電流のモード I とモード II の電流式を(1)から(8)式で示す。

・ 充電動作 モード I ($0 < \theta < \delta$)

$$i_{pr_I(\theta)} = \frac{V_{in} + NV_{out}}{\omega L_{ex}} \theta + i_{pr(0)} \dots\dots\dots (1)$$

$$i_{se_I(\theta)} = \frac{L_{eq}(V_{in} + NV_{out}) + L_{ex}NV_{out}}{\omega L_{eq}L_{ex}} \theta + i_{se(0)} \dots\dots\dots (2)$$

・ 充電動作 モード II ($\delta \leq \theta < \pi$)

$$i_{pr_II(\theta)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\theta - \delta) + i_{pr_I(\delta)} \dots\dots\dots (3)$$

$$i_{se_II(\theta)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\theta - \delta) + i_{se_I(\delta)} \dots\dots\dots (4)$$

・ 放電動作 モード I ($0 < \theta < \delta$)

$$i_{pr_I(\theta)} = -\frac{V_{in} + NV_{out}}{\omega L_{ex}} \theta + i_{pr(0)} \dots\dots\dots (5)$$

$$i_{se_I(\theta)} = -\frac{L_{eq}(V_{in} + NV_{out}) + L_{ex}NV_{out}}{\omega L_{eq}L_{ex}} \theta + i_{se(0)} \dots\dots\dots (6)$$

・ 放電動作 モード II ($\delta \leq \theta < \pi$)

$$i_{pr_II(\theta)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\theta - \delta) + i_{pr_I(\delta)} \dots\dots\dots (7)$$

$$i_{se_II(\theta)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\theta - \delta) + i_{se_I(\delta)} \dots\dots\dots (8)$$

ω はスイッチング角周波数, N はトランス巻数比である。
次に一次側および二次側電流の初期値はモード II 終了時における電流の絶対値と等しい。そこで、モード I 終了時の電流をモード II 終了時の電流式に代入し、初期値 $i_{pr(0)}$, $i_{se(0)}$ について解くことで(9)式から(12)式のように導出できる。

・ 充電動作

$$i_{pr_II(\pi)} = -i_{pr(0)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\pi - \delta) + i_{pr_I(\delta)} \dots\dots\dots (9)$$

$$i_{pr(0)} = -\frac{(V_{in} - NV_{out})\pi + 2NV_{out}\delta}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots$$

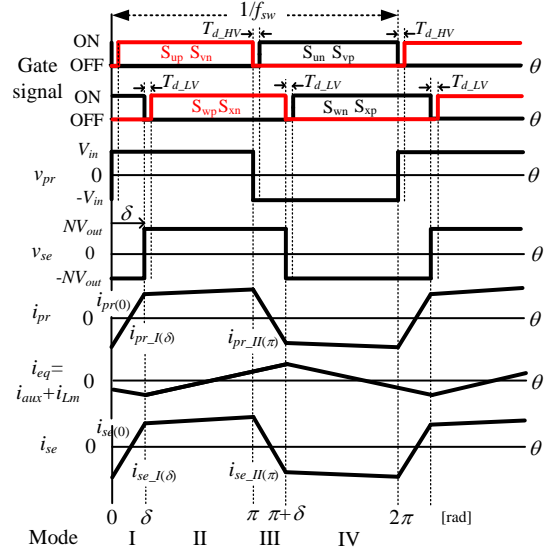
$$i_{se_II(\pi)} = -i_{se(0)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\pi - \delta) + i_{se_I(\delta)} \dots\dots\dots$$

$$i_{se(0)} = -\frac{\pi L_{eq}V_{in} - (\pi - 2\delta)(L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{2\omega L_{ex}L_{eq}} \dots\dots\dots (10)$$

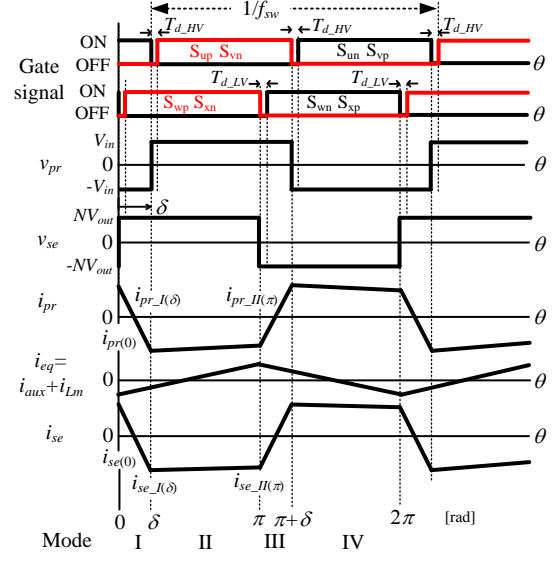
・ 放電動作

$$i_{pr_II(\pi)} = -i_{pr(0)} = \frac{V_{in} - NV_{out}}{\omega L_{ex}} (\pi - \delta) + i_{pr_I(\delta)} \dots\dots\dots (11)$$

$$i_{pr(0)} = -\frac{(V_{in} - NV_{out})\pi - 2V_{in}\delta}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots$$



(a) Charge operation



(b) Discharge operation

Fig. 3. Operation waveforms of switching period.

$$i_{se_II(\pi)} = -i_{se(0)} = \frac{L_{eq}V_{in} - (L_{ex} + L_{eq})NV_{out}}{\omega L_{ex}L_{eq}} (\pi - \delta) + i_{se_I(\delta)} \dots\dots\dots (12)$$

$$i_{se(0)} = -\frac{(\pi - 2\delta)L_{eq}V_{in} - \pi NV_{out}(L_{ex} + L_{eq})}{2\omega L_{ex}L_{eq}} \dots\dots\dots$$

各初期値の電流をモード I の電流にそれぞれ代入することでモード I 終了時の電流を導出でき、(13)式から(16)式に示す。

・ 充電動作

$$i_{pr_I(\delta)} = \frac{2V_{in}\delta + (NV_{out} - V_{in})\pi}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots (13)$$

$$i_{se_I(\delta)} = \frac{(L_{ex} + L_{eq})NV_{out}\pi - L_{eq}V_{in}(\pi - 2\delta)}{2\omega L_{ex}L_{eq}} \dots\dots\dots (14)$$

・放電動作

$$i_{pr-I(\delta)} = \frac{-V_{in}\pi + NV_{out}(\pi - 2\delta)}{2\omega L_{ex}} \dots\dots\dots(15)$$

$$i_{se-I(\delta)} = \frac{-V_{in}L_{eq}\pi + NV_{out}(L_{ex} + L_{eq})(\pi - 2\delta)}{2\omega L_{eq}L_{ex}} \dots\dots\dots(16)$$

次に、ZVS 条件を導出する。ZVS はデッドタイム終了時にターンオンする素子の電荷を引き抜くことで達成できる。したがって、インダクタ電流の方向と電流値により決まる⁽¹²⁾。また、インダクタ電流が交流波形となるため、スイッチング 1/2 周期のみ考慮すれば全スイッチの ZVS 条件を導出できる。なお、本検討ではスイッチング素子の寄生容量が非常に小さいと仮定し、電流方向のみを考慮する。まず、図 3(a)から、モード I のデッドタイム終了時には S_{up}, S_{vn} がターンオンとなるため、ZVS を達成する条件はインダクタ電流の方向が負の条件である。一方、モード II のデッドタイム終了時にターンオンとなる S_{wp}, S_{xn} が ZVS を達成する条件はインダクタ電流の方向が正の場合である。ただし、入出力電圧の大小関係によって、ZVS 達成の下限値となるブリッジが変化する点に注意する。充電動作の場合、入出力電圧比が $NV_{out} \leq V_{in}$ の条件では、モード I 開始は位相差に関わらず電流方向が負となり、モード II 開始時の電流方向は位相差によって変化する。したがって、モード II の電流式である(4)式が ZVS 達成条件の下限値となる。一方、 $NV_{out} > V_{in}$ の条件では、モード I 開始付近である(1)式が ZVS 達成の下限値となる。また、放電動作では入出力電圧比と ZVS 達成の下限値となるモードが入れ替わる。以上のことから、ZVS 条件はモード I および II の電流式から電流方向が正もしくは負となる位相差を計算することで導出でき、(17)式から(20)式となる。

条件 1: $NV_{out} \leq V_{in}$ 充電動作

$$i_{se-II(\delta_{dLV} + \delta_{ZVS})} \Big|_{\delta = \delta_{ZVS}} > 0$$

$$\delta_{ZVS} > \left\{ 1 - \frac{L_{ex} + L_{eq}}{L_{eq}} \frac{NV_{out}}{V_{in}} \right\} \left\{ \frac{\pi}{2} - \delta_{dLV} \right\} \dots\dots\dots(17)$$

条件 2: $NV_{out} > V_{in}$ 充電動作

$$i_{pr-I(\delta_{dHV})} \Big|_{\delta = \delta_{ZVS}} < 0$$

$$\delta_{ZVS} > \left(1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \frac{\pi}{2} - \left(1 + \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right) \delta_{dHV} \dots\dots\dots(18)$$

条件 3: $NV_{out} \leq V_{in}$ 放電動作

$$i_{se-I(\delta_{dLV})} \Big|_{\delta = \delta_{ZVS}} > 0$$

$$\delta_{ZVS} > \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \frac{NV_{out}}{V_{in}} \frac{L_{eq} + L_{ex}}{L_{eq}} \right\} + \delta_{dLV} \left\{ 1 + \frac{NV_{out}}{V_{in}} \frac{L_{eq} + L_{ex}}{L_{eq}} \right\} \dots\dots\dots(19)$$

条件 4: $NV_{out} > V_{in}$ 放電動作

$$i_{pr-II(\delta_{ZVS} + \delta_{dHV})} \Big|_{\delta = \delta_{ZVS}} < 0$$

$$\delta_{ZVS} > \left\{ 1 - \frac{V_{in}}{NV_{out}} \right\} \left\{ \frac{\pi}{2} - \delta_{dHV} \right\} \dots\dots\dots(20)$$

ただし、 δ_{dLV} は低圧側インバータ、 δ_{dHV} は高圧側インバータのデッドタイムを位相差に換算したものである。デッドタイムを位相差に換算する式は(21)式で表すことができる。

$$\delta_d = 2f_{sw} T_d \pi \dots\dots\dots(21)$$

T_d はデッドタイム、 f_{sw} はスイッチング周波数である。

(17)式から(20)式より、電圧変動によって、ZVS 条件を満たす最小の位相差が最大の伝送電力となる $\pi/2$ rad に近づくため、ZVS 範囲が制限される。しかし、(17)式および(19)式より電圧条件が $NV_{out} \leq V_{in}$ に限り、等価励磁インダクタンス L_{eq} を小さくできれば、ZVS 範囲を拡大できる。そこで、軽負荷時に双方向スイッチをオン状態にすることで等価励磁インダクタンスを減少させる。一方、インダクタ電流のみで ZVS を達成できる重負荷では双方向スイッチをオフ状態にすることで等価励磁インダクタンスを増加させる。

次に、伝送電力を導出する。各モードのインバータ出力電圧とインダクタ電流の積により伝送電力を導出できる。したがって、DAB コンバータの伝送電力は入出力の直流電圧 V_{in} 、 V_{out} および位相差 δ を用いて(22)式で得られる⁽¹²⁾。ただし、ここでは、MOSFET と還流ダイオードを理想素子とし、励磁電流、デッドタイム、配線抵抗、トランスの巻線抵抗は無視する。

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{pr}(\theta) i_{pr}(\theta) d\theta$$

$$= \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L_{ex}} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \dots\dots\dots(22)$$

(22)式から各インバータ出力電圧の位相差に応じて伝送電力およびパワーフローを制御することができる。

図 4 に励磁インダクタンスの大小における軽負荷動作時の動作波形の違いを示す。図 4(a)は励磁インダクタンスが大きい場合、図 4(b)は小さい場合の波形である。図 4(b)では励磁電流が増加し、低圧側電流を低減する。この理由および条件について、各インバータ出力電圧の基本波成分のみを

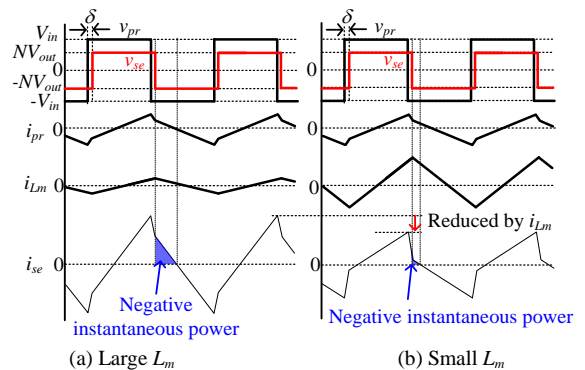


Fig. 4. Operation waveforms of DAB converter with magnetizing inductance L_m .

考慮した正弦波モデルを用いて説明する。

(2・2) 正弦波モデルによる動作解析 図 5 に正弦波モデルによる DAB コンバータの等価回路を示す。このモデルは各インバータ出力電圧の基本波成分の電圧源、追加インダクタンス L_{ex} および補助インダクタンスと励磁インダクタンスの合成インダクタンスである等価励磁インダクタンス L_{eq} から構成される。ただし、励磁電流増加による無効電流の低減理由を簡単に説明するために、漏れインダクタンスが励磁インダクタンス L_m より十分小さいと仮定し、無視している。

図 6 に各電圧、電流のフェーザ図を示す。正弦波モデルの DAB コンバータでは、一次側インバータ電圧、二次側インバータは 2 次側電圧を基準にした場合、(23)、(24)式で表す。

$$\dot{V}_{pr} = V_{1\alpha} + jV_{1\beta} \dots\dots\dots(23)$$

$$\dot{V}_{se} = V_{2\alpha} \dots\dots\dots(24)$$

$V_{1\alpha}$ 、 $V_{2\alpha}$ は実軸成分、 $V_{1\beta}$ は虚軸成分を表す。

なお、DAB コンバータのトランス電圧は方形波電圧であるため、正確に計算するためには高調波成分を考慮する必要がある。 n 次高調波となる各トランス電圧の成分は(25)式から(27)式で表すことができる。

$$V_{1an} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \frac{\{1 - (-1)^n\} \cos(n\delta)}{n} \dots\dots\dots(25)$$

$$V_{1\beta n} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \frac{\{1 - (-1)^n\} \sin(n\delta)}{n} \dots\dots\dots(26)$$

$$V_{2an} = \frac{\sqrt{2}NV_{out}}{\pi} \frac{\{1 - (-1)^n\}}{n} \dots\dots\dots(27)$$

ここでは、等価励磁インダクタンスの減少にともない、二次側電流を減少することについて考察するだけなので、基本波モデルにて説明する。二次側電流は一次側電流および等価励磁電流から(28)式となる。

$$\dot{I}_{se} = \dot{I}_{pr} - \dot{I}_{Leq} = \frac{V_{2\beta}}{\omega L_{ex}} + j \left\{ \frac{V_{2\alpha} - V_{1\alpha}}{\omega L_{ex}} - \left(-\frac{V_{2\alpha}}{\omega L_{eq}} \right) \right\} \dots\dots(28)$$

(28)式から一次側電圧の実軸成分 $V_{1\alpha}$ が二次側の実軸成分 $V_{2\alpha}$ より大きい場合、二次側電流の無効電流を低減できる。この無効電流の低減は、一次側電圧が二次側電圧より高い条件のみ成立する。また、(25)式から位相差 δ が小さい(軽負荷)ほど $V_{1\alpha}$ が大きくなるため、無効電流を低減するためには等価励磁電流を増加させる必要がある。したがって、補助インダクタにより等価的に励磁インダクタンスを小さくすることで、低圧側電圧低下時の軽負荷効率を改善できる。

(2・3) トランス結合率に対する二次側電流の解析 図 7 に高周波トランスの漏れインダクタンスを考慮した基本波成分モデルを示す。この等価回路は励磁インダクタンス、

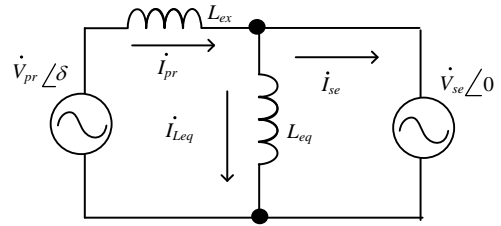


Fig. 5. Fundamental wave model of DAB converter without leakage inductance of transformer. In panel, the equivalent circuit consists of the external inductance L_{ex} and equivalent magnetizing inductance L_{eq} of a high frequency transformer. the phase-shift angle δ is based on secondary voltage.

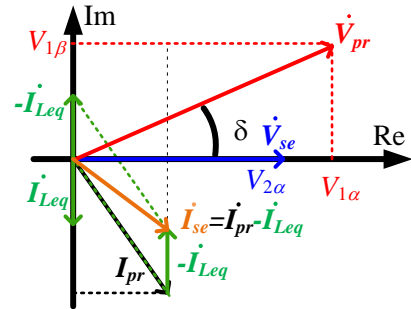


Fig. 6. Phasor diagram among voltages and the current in fundamental wave model of DAB converter. In Fig. 6, the reactive current is reduced by the equivalent magnetizing current.

補助インダクタンス間にトランスの漏れインダクタがある と仮定すると励磁インダクタと漏れインダクタンスは結合率 k および自己インダクタンス L_s から(29)式および(30)式で表すことができる。

$$L_m = kL_s \dots\dots\dots(29)$$

$$l = (1-k)L_s \dots\dots\dots(30)$$

図 7 から、一次側および二次側電流は(31)式、(32)式から導出できる。

$$\dot{I}_{pr} = \frac{V_{1\beta}}{\omega(L_{ex} + L_{aux})} \left\{ 1 + \frac{L_{aux}^2}{(L_{ex}L_{aux} + L_{ex}l + L_{aux}l)} \right\} + \frac{-j}{\omega(L_{ex} + L_{aux})} \left\{ \frac{\{L_{aux}^2V_{1\alpha} - L_{aux}(L_{aux} + L_{ex})V_{2\alpha}\}}{(L_{ex}L_{aux} + L_{ex}l + L_{aux}l)} + V_{1\alpha} \right\} \dots\dots\dots(31)$$

$$\dot{I}_{se} = I_{se-\alpha} + jI_{se-\beta} = \frac{V_{1\beta}L_{aux} + j\{L_{aux}V_{1\alpha} - V_{2\alpha}(L_{aux} + L_{ex})\}}{\omega(L_{aux}l + L_{ex}l + L_{ex}L_{aux})} - j\frac{V_{2\alpha}}{\omega L_m} \dots\dots(32)$$

(32)式から、二次側の複素電力は(33)式で求められる。

$$\dot{S} = \dot{V}_{se}\bar{I}_{se} = P + jQ = V_{2\alpha}I_{se-\alpha} - jV_{2\alpha}I_{se-\beta} \dots\dots\dots(33)$$

図 8 に(29)式から(33)式を用いて高周波トランスの結合率を変化させたときの二次側電流を示す。図 8(a)は巻数比を考慮した入出力電圧比が 0.76、図 8(b)は 0.63 の結果である。

なお、高周波トランスの結合率は重ね巻きにすることで約 0.99⁽²⁴⁾となるため、今回の解析では結合率 1 から 0.98 までの電流特性を比較している。図 7 より、等価励磁インダクタンスを無視した場合(図中黒線)と比較して、提案方式では軽負荷時の二次側電流を低減できることがわかる。さらに、結合率が低下しても、軽負荷領域の二次側電流を低減できる。しかし、結合率の低下に従って漏れインダクタンスが増加するため、出力可能な最大電力が低下する。しかし、DAB コンバータは公称電圧時における効率と位相差の分解能の観点から定格電力出力時の位相差を $\pi/6$ rad から $\pi/3$ rad⁽¹¹⁾となるように漏れインダクタンスに合わせて追加のインダクタを高周波トランスに直列接続するため、0.99 付近の結合率の変化は問題とならない。

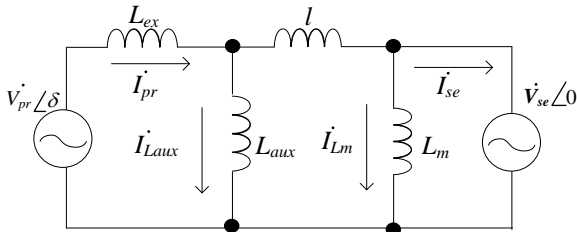


Fig. 7. Equivalent circuit of the DAB converter including leakage inductance of high frequency transformer.

3. 補助インダクタ切り替えシーケンス

〈3.1〉 補助インダクタ切り替え時の問題点 補助回路に使用する双方向スイッチのターンオン時には励磁電流のゼロ点、ターンオフ時には補助インダクタ電流の連続性を保つようにスイッチングする必要がある。したがって、補助インダクタの切り替えを達成するためには励磁電流と補助電流の情報が必要になる。しかし、電流センサを用いて切り替えシーケンスを構築した場合、追加センサによる高コスト化が懸念される。そこで本論文では電流センサレスで補助インダクタを切り替える手法を提案する。

図 9 に補助インダクタ切り替え時の波形を示す。図 9(a) は双方向スイッチがターンオン時、図 9(b)はターンオフ時の波形である。図 9(a)のように励磁電流のゼロ点と同期せずに双方向スイッチをターンオンした場合、補助インダクタ電流にスイッチングタイミングに応じたオフセットが発生する。さらに、双方向スイッチを構成する逆直列に接続したスイッチのどちらかがハードスイッチング(HSW)となる。これは補助インダクタの大型化や双方向スイッチに適用する素子の電流容量の増加を招く。一方、ターンオフでは図 9(b)のように、電流連続性を保たずに双方向スイッチをターンオフした場合、補助インダクタ電流を遮断するため、双方向スイッチに大きなサージ電圧が発生する。これらのサージ電圧を抑制するために、スナバ回路もしくは高耐圧素子が必要となるため、回路の大型化やスナバ損失による効率低下が問題となる。

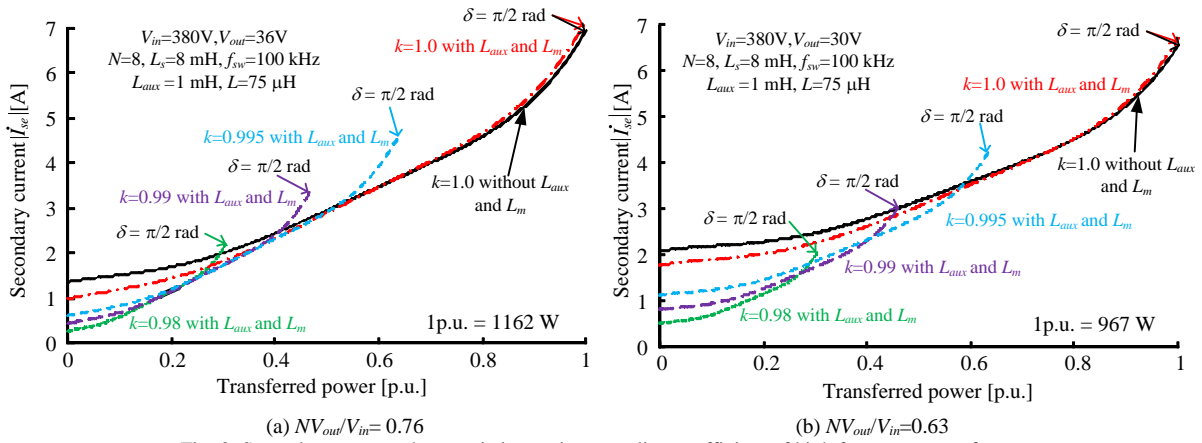


Fig. 8. Secondary current characteristics against coupling coefficient of high frequency transformer.

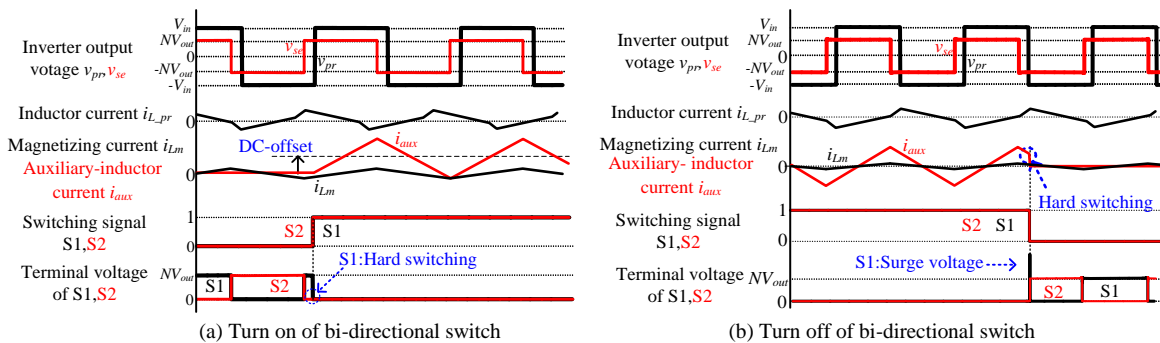


Fig. 9. Operation waveforms of DAB converter with switched auxiliary inductance. At the turn-on of the bi-directional switch, the DC-offset might occur depending on the turn-on timing. At the turn-off of the bi-directional switch, the hard switching also occurs. As a result, the surge voltage occurs.

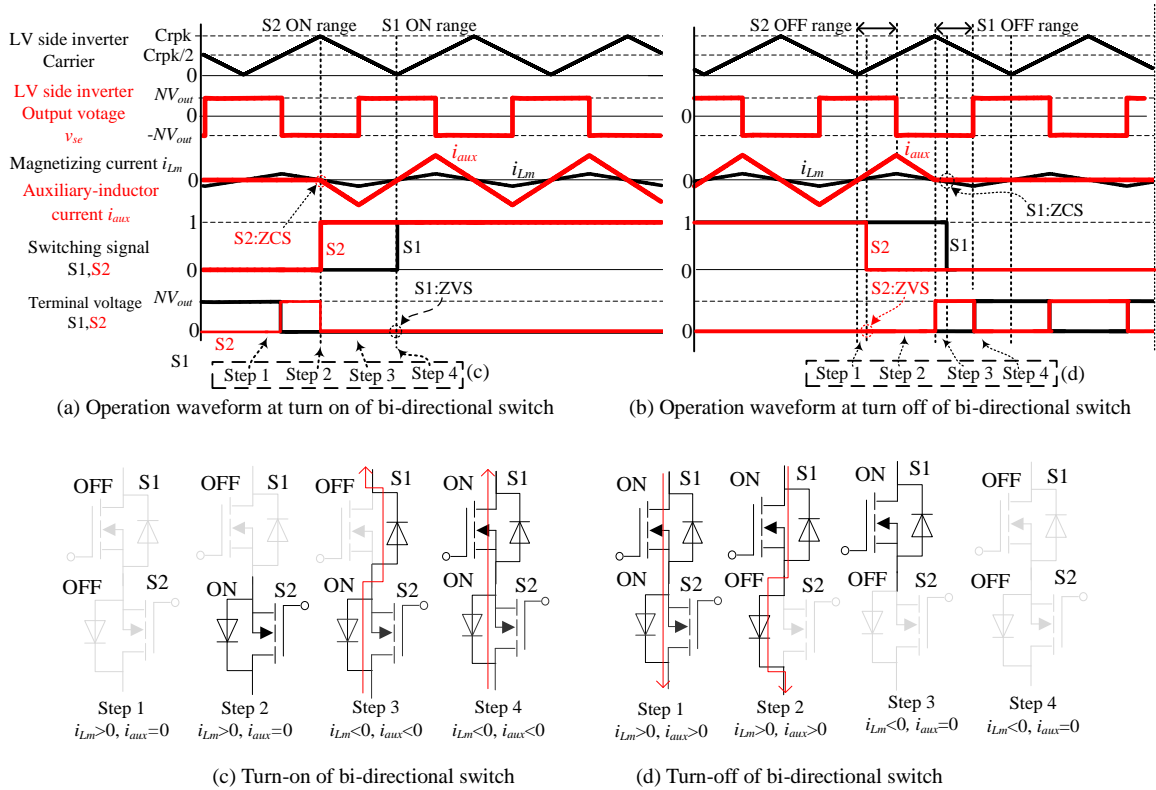


Fig. 10. Proposed switching sequence in order to switch auxiliary inductance. In the proposed switching sequence, the current detection is not required because the switching timing is synchronized to the carrier peak and bottom. The turn on of S1 or turn off of S2 is ZVS because the body diode in S1 or S2 is turned on before the turn on of S1 or S2. Moreover, the DC-offset current does not occur. ZCS is achieved at the turn on of S2 and the turn off of S1, whereas ZVS is achieved at the turn off of S1 and S2. Hence, no surge voltage occurs at the turn off of S1 and S2.

〈3・2〉提案するスイッチングシーケンス 図10に提案する補助インダクタ切り替えシーケンスおよび切り替え時の過渡応答波形を示す。図10(a)は提案する補助インダクタのターンオン、図10(b)は補助インダクタのターンオフシーケンス、図10(c),(d)は双方向スイッチのオン、オフ状態および補助インダクタ電流の経路を示している。提案するスイッチングシーケンスはターンオフ、ターンオンともに4つのステップから構成される。まず、図10(a),(c)のステップ1ではすべてのスイッチがオフ状態から開始する。次のステップ2では、キャリアの山において、S2をターンオンすることで励磁電流のゼロ点でスイッチングできるため、ZCSを達成できる。次に、ステップ3では励磁電流方向が負となり、S1の還流ダイオードがターンオンとなる。還流ダイオードのターンオンは自然転流であるため、リカバリ電流および補助電流にオフセットは原理的に発生しない。最後に、キャリアボトムのタイミングではS1の還流ダイオードがオン状態であるため、S1のターンオンはZVSを達成できる。図10(b),(d)から、双方向スイッチがオン状態からキャリアボトムのタイミングでS2をターンオフしたとしてもS2の還流ダイオードによって、補助インダクタ電流の連続性を保てるため、サージ電圧が発生しない。次のステップ3では励磁電流がゼロになると同時にS2の還流ダイオードがターンオフとなる。最後のステップ4では励磁電流の方向が負になる期間中(キャリアボトムからキャリアピークの半

値まで)にS1をターンオフすることでZCSを達成できる。

4. 実験結果

本章では、図1に示す試作器を構成し、実験により提案法の妥当性を検証する。表1に示す実験条件を用いて、実験を行う。なお、必要な等価励磁インダクタンスは(17)式であるZVSを達成できる位相差の条件から L_{eq} について解くことで、(34)式となる。

$$L_{eq} < \frac{L_{ex}}{\frac{V_{in}}{NV_{out}} - \frac{\delta_{ZVS}}{\left\{ \frac{\pi}{2} - \delta_{dt} \right\}} - 1} \dots\dots\dots (34)$$

さらに、補助インダクタと励磁インダクタは並列接続されているため、必要な補助インダクタンスは(35)式となる。

$$L_{aux} < \frac{L_m L_{eq}}{L_m - L_{eq}} \dots\dots\dots (35)$$

(34)式および(35)式を用いて $\delta_{ZVS} = \pi/19$ rad, $L_{ex} = 145 \mu\text{H}$, $L_m = 5.2$ mH, $V_{in} = 190$ V, $V_{out} = 15$ Vから必要な補助インダクタが $L_{aux} < 385 \mu\text{H}$ となり、本実験では $378 \mu\text{H}$ を採用した。なお、高効率化の観点から最小損失となる補助インダクタの設計については今後の課題とする。高圧側素子にはSCT3012AL(定格電圧 650V, 定格電流 21A, オン抵抗 $120 \text{m}\Omega$, ROHM Semiconductor), 低圧側にはIRFP4110PbF(定

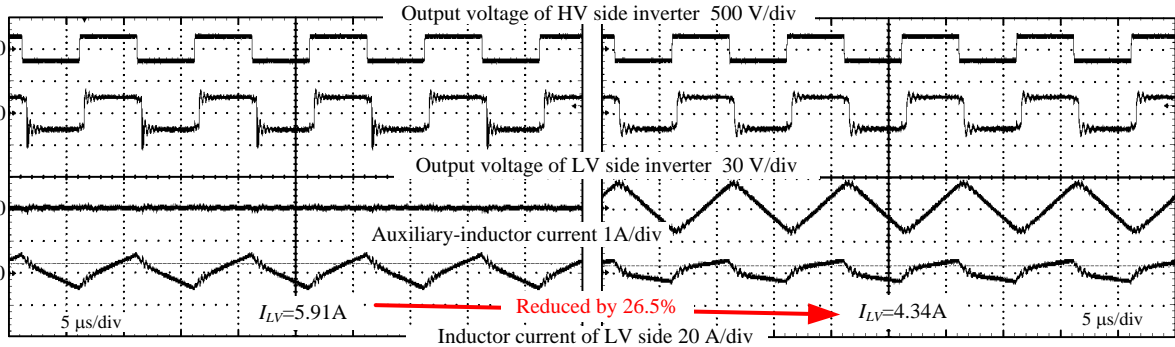
格電圧 100V, 定格電流 180A, オン抵抗 3.7mΩ, Infineon Technologies)を採用している。

図 11 に巻数比を考慮した入出力電圧比が 0.63 の条件における補助インダクタ切り替え前後の動作波形を示す。図 11(a), (b)は軽負荷動作(出力電力 55.0W および出力電力 57.3W)の波形である。また, 図 11(c)および(d)は重負荷動作(出力電力 123W および出力電力 124W)の波形である。図 11(a), (b)から, 補助インダクタにより等価的に励磁電流を増加させることで低圧側の電流を 26.5%低減している。一方, 重負荷領域では, 等価励磁電流の増加によって, 低圧側電流が増加している。これは 3 章で述べたとおり, 位相差が大きい重負荷領域では, 等価励磁電流により, 無効電流が増加するためである。

図 12 に補助インダクタ切り替え時の過渡応答波形を示す。図 12(a)はターンオン時の過渡応答波形, 図 12(b)はターンオフの過渡応答波形である。図 12(a)から双方向スイッチのオンタイミングをキャリアのピークもしくはボトムと同期することで, ターンオン時の補助インダクタ電流にオフセットが発生していない。さらに, 図 12(b)では, S1 がオフしたとしても補助インダクタ電流の方向が負であるため, S1 がターンオフしたとしても還流ダイオードによって, 電流の連続性を保っている。次のステップで補助インダクタ電流がゼロになった後に, S1 の還流ダイオードがオフ状態となり, 補助インダクタ電流が流れないため, S2 のターンオフは ZCS を達成している。以上のことからスイッチング

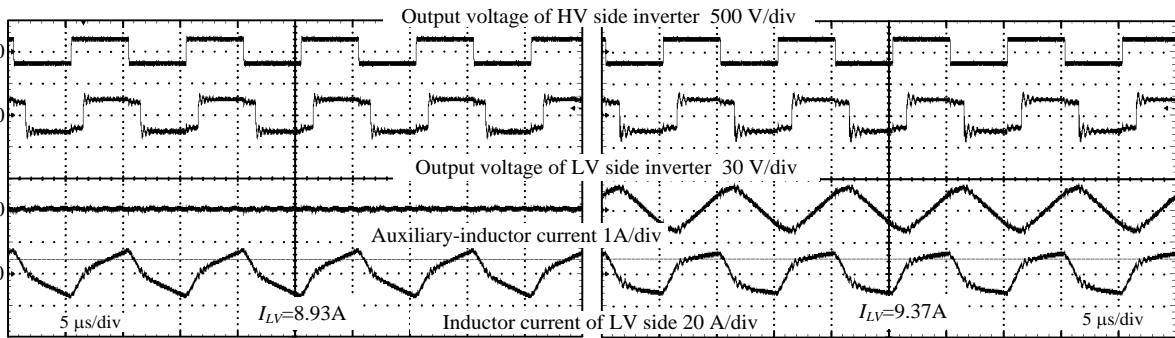
Table I Experimental condition

Element	Symbol	Value
Rated power	P_{rated}	200 W
DC voltage in HV side	V_{in}	190 V
DC voltage in LV side	V_{out}	15 V, 18 V
Dead time at HV side	$T_{d,HV}$	100 ns
Dead time at LV side	$T_{d,LV}$	150 ns
External inductance	L_{ex}	128 μH
Auxiliary inductance	L_{aux}	378 μH
Leakage inductance	l	17 μH
Magnetizing inductance	L_m	5.2 mH
Switching frequency	f_{sw}	100 kHz
Transformer turn ratio	N	$N_1:N_2=32/4$
Auxiliary inductor		Litz wire $\phi 0.1*150$ N87 ETD 59 (EPCOS) Gap: 3.4 mm, Turn number: 53
Transformer		HV side: Litz wire $\phi 0.1*150$ LV side: Litz wire $\phi 0.1*504$ N87 ETD 59 (EPCOS)
External Inductor		Litz wire $\phi 0.1*150$ N87 ETD 59 (EPCOS) Gap: 1.5 mm, Turn number: 23
MOSFET HV side		SCT3120AL 650 V 21 A 120 mΩ
MOSFET LV side		IRFP4110PBF 100 V 180 A 3.7 mΩ



(a) $P_{out}=55.0$ W without L_{aux}

(b) $P_{out}=57.3$ W with L_{aux}



(c) $P_{out}=123$ W without L_{aux}

(d) $P_{out}=124$ W with L_{aux}

Fig. 11. Operation waveforms with/without switching the auxiliary inductance when input voltage is 190 V, output voltage is 15 V. At light load as shown in (a) and (b), the inductor current in (b) is reduced by 26.5%. At heavy load as shown in (c) and (d), the inductor current with L_{aux} is increased because the real part of the HV side voltage is close to that of the LV side voltage.

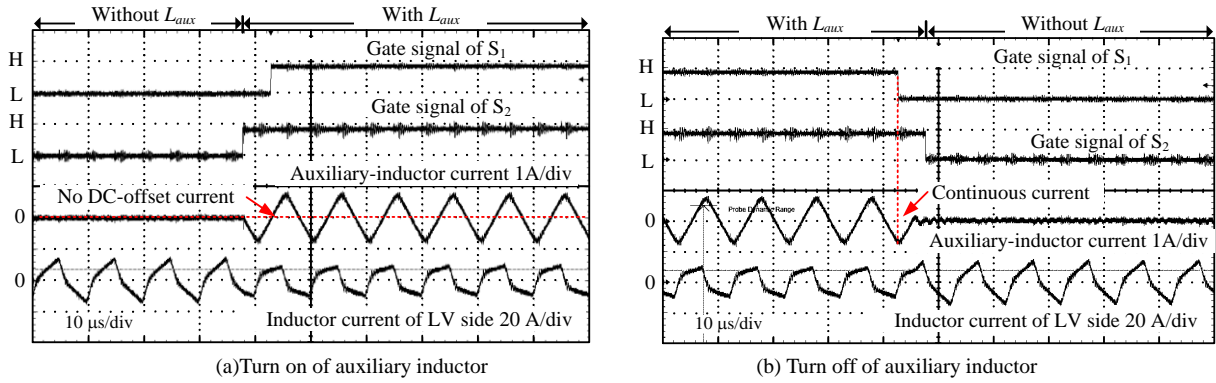


Fig. 12. Transient response of switched auxiliary inductance in discharge operation. By using the proposed switching sequence, DC-offset does not occur in the auxiliary current.

タイミングをキャリアのピークとボトムに同期することで電流検出を用いずに補助インダクタ電流の切り替え時におけるサージ電圧および補助インダクタの電流オフセットを抑制することができる。

図 13 に補助インダクタ切り替え時の補助インダクタ電圧を示す。なお、双方向スイッチに電圧プローブを接続するとプローブの寄生容量により、共振周波数が増え、切り替え動作に影響があるため、本測定では補助インダクタ電圧を測定している。図 13 から、補助インダクタオン時の電圧よりインダクタ電圧が小さいため、大きなサージ電圧が発生していないことがわかる。

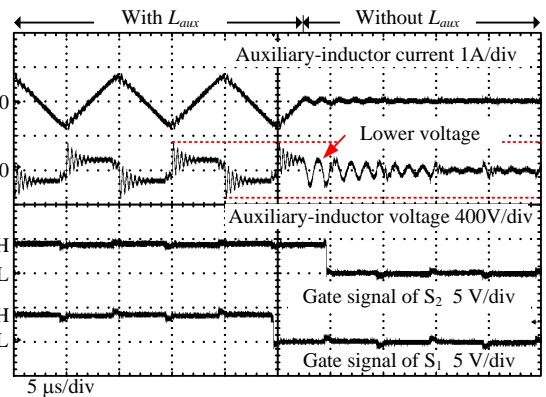


Fig. 13. Transient waveform of switching auxiliary inductor. In Fig. 13, the surge voltage at turn off timing is lower than that with auxiliary inductor.

図 14 に HSW および ZVS 達成時の低圧側インバータの MOSFET 端子間電圧を示す。図 14(a)は HSW 時、図 14(b)は ZVS 達成時のスイッチング波形である。図 14(a)から、ターンオンとなる閾値電圧のタイミングにおいて、MOSFET の端子電圧がゼロではないため、HSW となっていることがわかる。さらに、リカバリ電流および配線インダクタンスにより、下側スイッチに大きなサージ電圧が発生している⁽¹⁷⁾。選定した MOSFET ではターンオフ時の di/dt よりリカバリ電流の di/dt が大きいため、HSW 時のサージ電圧が大きくなる。一方、図 14(b)から、ZVS によりリカバリ電流が発生しないため、サージ電圧を低減できる。

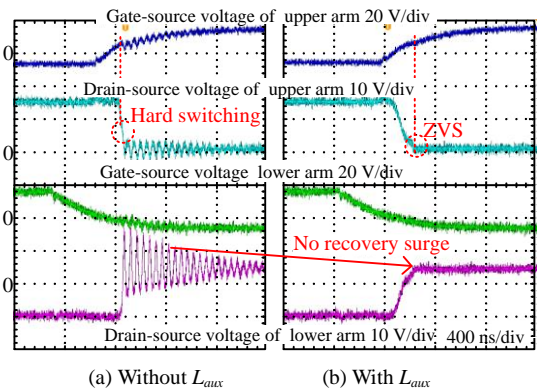


Fig. 14. Waveforms of gate signal and drain-source voltage at LV side. ZVS is not achieved without the auxiliary inductance, whereas ZVS is achieved by the switched auxiliary inductance. Therefore, the recovery surge is reduced by ZVS.

図 15 に補助インダクタ切り替え前後における低圧側電流の実効値および ZVS 範囲を示す。図 15(a)は巻数比を考慮した入出力電圧比が 0.63、図 15(b)は 0.76 の結果である。図 15 から補助インダクタにより、等価励磁電流を増加させることで軽負荷時の低圧側インダクタ電流を最大 38.9%低減している。また、負荷に従って等価励磁インダクタンスを切り替えることで広い負荷範囲で低圧側電流を低減していることがわかる。さらに等価励磁電流の増加によって軽負荷動作時の ZVS を達成し、電圧変動時においても、ZVS 範囲を最大 49%拡大している。

図 16 に補助インダクタ切り替え前後の効率特性を示す。図 16(a)は巻数比を考慮した入出力電圧比 NV_{out}/V_{in} が 0.63、図 16(b)は 0.76 の結果である。図 16 から、補助インダクタにより、等価的に励磁電流を増加させることで軽負荷領域の損失を低減でき、最大 36.1%低減していることがわかる。

また、図 16(a)では出力電力 98.7 W、図 16(b)では出力電力 71.2 W 時に、補助インダクタを切り替えることで広い負荷範囲での高効率化を達成できる。

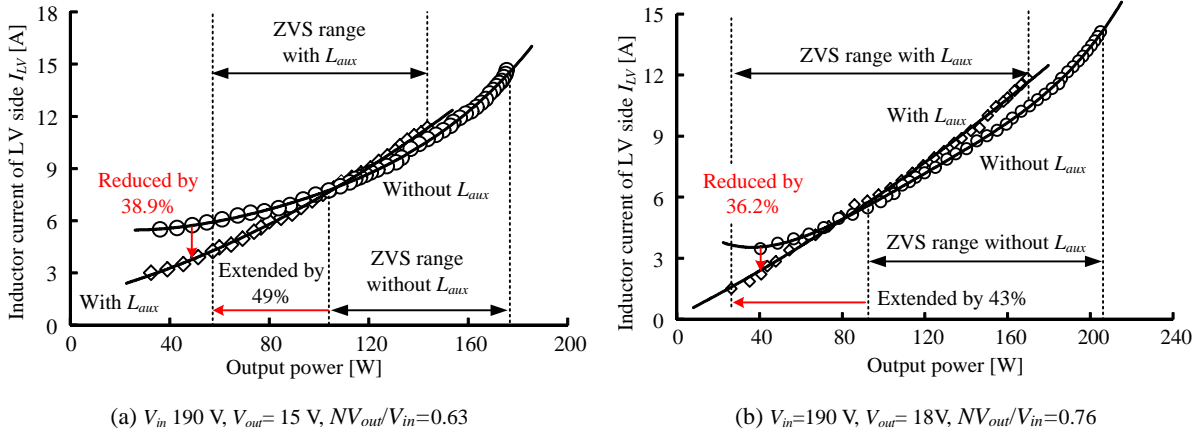


Fig. 15. Characteristics of inductor current with/without auxiliary inductance. With the auxiliary inductance L_{aux} , the inductor current of LV side at the light load is reduced by 38.9% at most compared to no auxiliary inductance. In addition, the ZVS range is extended by 49% at most.

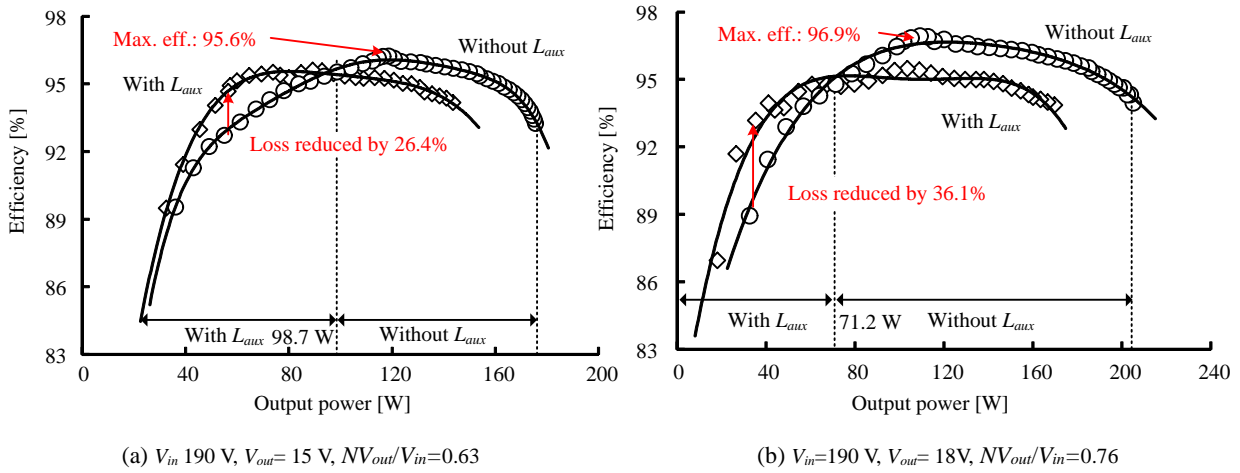


Fig. 16. Efficiency characteristics of prototype with switched auxiliary inductor. At the light load, the converter loss is reduced by 36.1% at most when the switched auxiliary inductor is active. In Fig. 16 (a) and (b), the changing points between two operation modes are 98.7 W and 71.2 W. Therefore, the high efficiency in wide load is achieved when the auxiliary-inductor is switched at the changing point.

5. まとめ

本論文では、負荷変動および電圧変動に対して広い負荷範囲で高効率となる DAB コンバータの開発を目的に、補助インダクタおよび双方向スイッチを用いた等価励磁インダクタンス切り替え方式を提案した。提案方式では低圧側の電圧低下時において、ZVS 範囲の拡大および無効電流の低減が可能である。また、電流検出を必要としない切り替えシーケンスを提案した。初めに、PWM 方式や疎結合のトランスを用いた従来法の問題点を述べた後に提案する等価励磁インダクタンス切り替え方式を用いた DAB コンバータの構成を示した。次に、励磁インダクタンスの大きさによるインダクタ電流および ZVS 条件を明らかにし、負荷によって励磁電流を切り替える必要性を示した。次に、実験により、提案するスイッチングシーケンスを用いて、切り替え時の電流オフセットおよびサージ電圧を抑制できることを確認した。最後に、提案法により軽負荷動作時の損失を最

大 36.1%低減できることを示した。さらに、負荷に従って、等価励磁インダクタンスを切り替えることで広い負荷範囲で高効率化が可能であることを明らかにした。以上の結果から、提案する等価励磁インダクタンス切り替え方式の有用性を確認した。今後の課題として、電圧変動範囲における補助インダクタ設計の明確化を行う予定である。

文 献

- (1) K. Kurohane, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, E. B. Muhando, and T. Funabashi: "A high quality power supply system with DC smart grid", IEEE PES T&D 2010, pp. 1-6 (2010).
- (2) N. Hatzigrygiou, H. Asano, R. Irvani, and C. Marnay: "Microgrids", IEEE Power Energy Mag., Vol. 6, No. 3, pp. 78-94 (2008).
- (3) H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise: "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 12, pp. 3066-3075 (2010).
- (4) S. Inoue and H. Akagi: "A Bi-directional DC/DC Converter for an Energy Storage System", APEC 2007 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.761-767 (2007)

- (5) R. L. Steigerwald : "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp.174-182 (1988).
- (6) G. Raju and S. Doradla : "An LCL resonant converter with PWM control-analysis, simulation and implementation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No.2, pp. 164-174 (1995).
- (7) H. Krishnaswami and N. Mohan : "Three-Port Series-Resonant DC-DC Converter to Interface Renewable Energy Sources With Bidirectional Load and Energy Storage Ports," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 10, pp. 2289-2297 (2009).
- (8) Shigenori Inoue and Hirofumi Akagi : "Operation Voltage and Loss Analysis of a Bi-Directional Isolated DC-DC converter", IEEJ Trans. D, Vol. 127, No. 2, pp. 188-197 (2007) (in Japanese).
井上重徳・赤木泰史 : 「双方向絶縁型 DC-DC コンバータの動作電圧と損失解析」, IEEJ Trans. D, Vol. 127, No. 2, pp. 188-197 (2007).
- (9) R. W. D. Doncker, D. M. Divian, and M. H. Kheraluwala : "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73 (1991).
- (10) R. T. Naayagi, Andrew J. Forsyth, and R. Shuttleworth : "High-Power Bidirectional DC-DC Converter for Aerospace Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 11, pp. 4366-4379 (2012).
- (11) Tatsuya Yamagishi, Hirofumi Akagi, Shin-ichi Kinouchi, Yuji Miyazaki, and Masato Koyama : "A 750-V,100-kW, 20-kHz Bidirectional Isolated DC/DC Converter Using SiC-MOSFET/SBD Modules", IEEJ Trans. D, Vol. 124, No. 5, pp. 457-463 (2014) (in Japanese).
山岸達也・赤木泰史・木ノ内伸一・宮崎裕二・小山正人 : 「SiC-MOSFET/SBD モジュールを用いた 750V,100kW, 20kHz 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ」, IEEJ Trans. D, Vol. 134, No. 5, pp. 544-553 (2014).
- (12) M.N. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, and E.D. Baumann : "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).
- (13) G. G. Oggier, R. Leidhold, G. O. Garcia, A. R. Oliva, J. C. Balda, and F. Barlow : "Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power DC-DC converters", 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1-7 (2006).
- (14) A. K. Jain and 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).
- (15) A. Jones, B. Smith and C. Maxwell : "Reactive Power Loss Optimization Method for Bi-directional Isolated DC-DC Converters", IPEC-Hiroshima2014, pp. 702-706 (2014).
- (16) Tomohiro Matsuda, Giuseppe Guidi, Atsuo Kawamura, Yuuji Imakubo, Yuuji Sasaki, Takehiro Jikumaru, and Tomofumi Imakubo : "Improvement of Efficiency of Dual Active Bridge DC-DC Converter by Using Pulse Width Modulation in AC Voltage", Vol. 1, No. 55, pp. 307-312 (2011) (in Japanese).
松田朋浩・Giuseppe Guidi・河村篤男・今久保知史・佐々木裕司・軸丸武弘 : 「交流端電圧の PWM 制御を用いたデュアルアクティブブリッジ DC-DC コンバータの高効率化に関する検討」, 産業応用部門大会, Vol. 1, No.55, pp. 307-312 (2011).
- (17) M. Takasaki, Y. Ishizuka, T. Ninomiya, Y. Furukawa, and T. Hirose : "Switching surge reduction of a bi-directional dual active bridge DC-DC converter with a digital operation", 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 1-10 (2013).
- (18) Florian Krismer and Johann W. Kolar : "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 1, pp. 174-188 (2012).
- (19) M. H. A. B. A. Malek, H. Kakigano, and K. Takab : "Modulation strategy of dual active bridge DC-DC converter for a complete zero voltage switching operation," 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10 (2017).
- (20) Xiao-Fei He, Zhiliang Zhang, Yong-Yong Cai, and Yan-Fei Liu : "A Variable Switching Frequency Hybrid Control for ZVS Dual Active Bridge Converters to Achieve High Efficiency in Wide Load Range", 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, pp. 1095-1099 (2014).
- (21) G. Guidi, A. Kawamura, Y. Sasaki, and T. Imakubo : "Dual active bridge modulation with complete zero voltage switching taking resonant transitions into account", Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10 (2011).
- (22) J. Everts : "Closed-Form Solution for Efficient ZVS Modulation of DAB Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 10, pp. 7561-7576 (2017).
- (23) J. Riedel, D. G. Holmes, C. Teixeira, and B. P. McGrath : "Wide Range ZVS Operation of Dual Active Bridge DC-DC Converter using Adaptive Modulation and Low Coupling Factor Transformers", Proceedings of the 2016 19th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-12 (2016).
- (24) M. Hirakawa, Y. Watanabe, M. Nagano, K. Andoh, I. Nakatomi, S. Hashino, and T. Shimizu : "High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles", The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA, pp. 2941-2948 (2010).

比嘉隼



(学生員) 1991年11月7日生。2014年3月、長岡技術科学大学卒業。2016年3月、同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、同大学博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2017年10月から2018年2月まで国立精華大学に研究生として所属、主に双方向絶縁形 DC-DC コンバータに関する研究に従事。

伊東淳一



(上級会員) 1972年1月6日生。1996年3月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機(株)入社。2004年4月、長岡技術科学大学電気系准教授。2017年4月、同大学電気系教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010年Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第58回電気科学技術奨励賞, 2012年インテリジェントコスモス奨励賞, 2014年, 2016年電気学会産業応用部門論文賞, 2017年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門), 2018年第4回永守賞, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。