

# 直列補償方式を用いた高効率絶縁形 DC/DC コンバータの動作モード解析

宮脇 慧\*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学), 岩谷 一生 (TDK ラムダ)

Operation Mode Analysis of a High Efficiency Isolated DC/DC Converter Using a Series Compensation  
Satoshi Miyawaki, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology), Kazuki Iwaya (TDK-Lambda)

## 1. まえがき

近年、通信技術の発達に伴い、基幹系通信用電源などには DC48V に対応した DC/DC コンバータが多用されている<sup>(1)</sup>。高効率な絶縁形 DC/DC コンバータの回路方式としては、トランスの漏れインダクタンスを用いた共振形コンバータが有効であるが、最適条件下で出力電圧を制御できる範囲に制約がある。そこで、著者らは入力電圧の変動幅に注目し、補助回路により電圧を加減算することで出力電圧を制御する絶縁形 DC/DC コンバータを提案している<sup>(2)</sup>。提案回路では共振形コンバータの高効率を維持したまま出力電圧を制御できる利点がある。

本論文では、提案回路の設計指針を明らかにするため、簡易等価回路を用いて詳細な動作モードの解析を行った。その結果、導出した式による計算値とシミュレーション、および実験結果の一致を確認したので報告する。

## 2. 提案回路

図 1 に提案する DC/DC コンバータの回路図を示す。提案回路では、主電力伝送用のメイン回路として電流共振形ハーフブリッジコンバータを用い、トランスの漏れインダクタンスによる共振を利用することで零電流スイッチング（以下、ZCS）を実現する。さらに、電圧を制御するための補助回路としてフルブリッジコンバータを用いる。2つのトランスにより補助回路の電圧を直列に重畳することで負荷に供給する電圧を制御する。

この結果、提案回路では負荷に供給する電力のうち、目標とする出力電圧と入力電圧の差分のみを補助回路で変換する。したがって、電力の大部分は補助回路を通過せず、高効率な共振形コンバータを通過するため、損失の低減を実現できる。

## 3. 動作モード解析

### <3・1> 提案回路の簡単化

図 2 に昇圧動作時において簡単化した提案回路を、図 3 にそれぞれのスイッチングパターンを示す。交流信号解析において提案回路は、入出力電圧を振幅  $\pm V_{in}$ ,  $\pm V_{out}$ 、周波数をスイッチング（共振）周波数の矩形波として表現できる。ハーフブリッジコンバータはコンデンサを一体化し、巻数比 2:1 の理想トランスによって降圧を表現する。補助

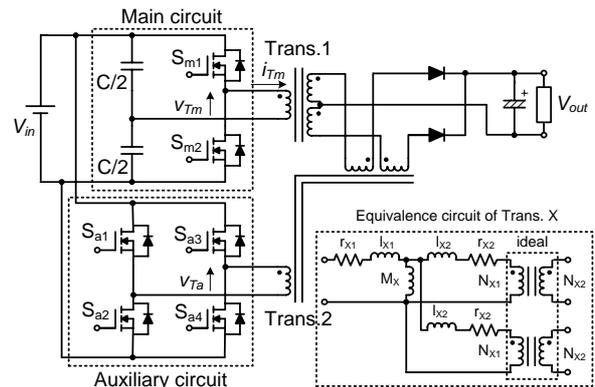


図 1 提案回路

Fig. 1. Proposed circuit.

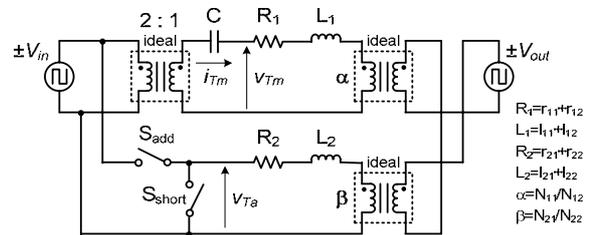


図 2 簡易等価回路（昇圧動作時）

Fig. 2. Simple equivalent circuit. (Boost operates)

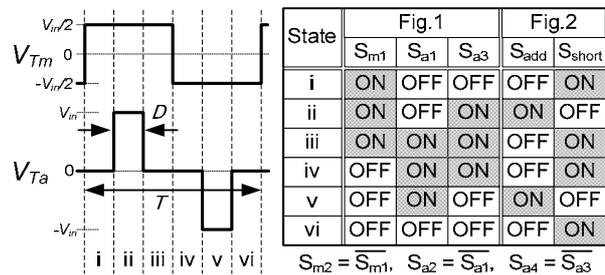


図 3 スwitchingパターンとモードの対応

Fig. 3. Correspondence of switching pattern and operation mode.

回路のフルブリッジコンバータは 2つのスイッチを用いて表す。S<sub>add</sub> が電圧の重畳、S<sub>short</sub> がゼロ電圧ベクトルの出力を示し、これらのスイッチはスイッチング周波数に同期して相補に動作する。なお、トランスの励磁インダクタンスは漏れインダクタンスよりも十分大きいとして省略している。

<3・2> 回路方程式の導出

図4に重ね合わせの原理を用いてメイン回路側と補助回路側にそれぞれ分離した回路図を示す。ただし、メイン回路のトランス入力電流： $i_{Tm}$ を基準としており、図2において分離する側における他方の入力を短絡することで得られる。メイン回路側(図4(a))における入力電流を $i_{Tm_m}$ 、補助回路側(図4(b))における入力電流を $i_{Tm_a}$ とすると $i_{Tm}$ は(1)式で表すことができる。

$$i_{Tm} = i_{Tm_m} + i_{Tm_a} \quad (1)$$

したがって、図4におけるそれぞれの回路方程式を求めることで回路全体の回路方程式を得ることができる。図4(a)から図3における各モード(i~vi)切り替わり時における電流値を $i_{(a)}$ 、コンデンサ電荷を $q_{(a)}$ として入力電流： $i_{Tm_m}$ を求めると(2)式となる。

$$i_{Tm_m} = \exp\left(-\frac{1}{\tau}t\right) \left[ \frac{1}{2} \cdot \frac{V_m}{\omega L} \sin(\omega t) - \alpha \cdot \frac{V_{out_m}}{\omega L} \sin(\omega t) + i_{(a)} \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{2Q} \sin(\omega t) \right\} - q_{(a)} \left( 1 + \frac{1}{4Q^2} \right) \sin(\omega t) \right] \quad (2)$$

$$\text{ただし、 } \tau = \frac{2L}{R}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{\tau^2}}, \quad Q = \frac{\omega L}{R}$$

$$R = R_1 + \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2 R_2, \quad L = L_1 + \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2 L_2$$

これより、電流が角周波数： $\omega$ で振動する直列共振の現象を表していることがわかる。図4(b)においても同様に回路方程式を導出することができる。

<3・3> 計算結果の比較

表1に数値計算、シミュレーション、実験における回路のパラメータを、図5に負荷100Wにおける昇圧動作時と降圧動作時のトランス入力電流： $i_{Tm}$ と $S_{m2}$ の端子電圧の波形を示す。ただし、計算によるモード切り替わり時の初期値にはシミュレーションによるものを用いている。また、実験波形には電流プローブによる若干のスイッチングタイミングのずれがあることを付記しておく。

結果より、計算値とシミュレーション、実験による値は昇降圧どちらにおいてもほぼ一致し、電流ピーク値は約7Aとなっている。また、電流ピーク値は $Q$ が大きい場合、つまり共振インダクタンス： $L$ が大きく、巻線抵抗： $R$ が小さいほど低く抑えられることがわかった。

4. まとめ

本論文では、直列補償方式を用いた絶縁形DC/DCコンバータの動作モードの解析を簡単化した回路を用いて行った。その結果、導出式による計算値とシミュレーション、実験結果の一致を確認した。今後は導出した式をもとに回路の設計指針を明らかにしていく予定である。

文献

- (1)M.Takagi 他：17<sup>th</sup> Annual IEEE vol.2, p735, 2002
- (2)宮脇・伊東・岩谷：信学技報 EE2008-26 (2008-7)

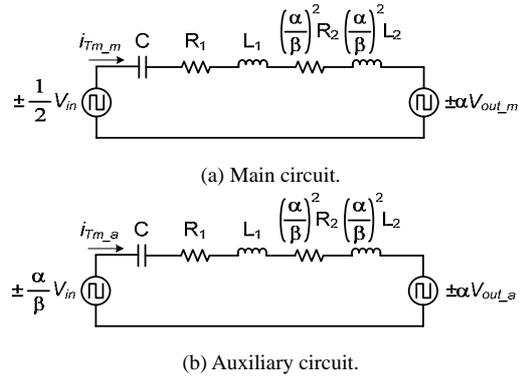


図4 重ね合わせの原理による回路の分離  
Fig. 4. Separation of circuit by superposition principle.

表1 提案回路条件  
Table 1. Parameter of proposed circuit.

Input voltage	48 [V]	Self-inductance Trans. 1	36.6 [μH]
Input voltage fluctuation range	12 [V] (±25%)	Wire resistance Trans. 1	7.8 [mΩ]
Output voltage	48 [V]	N <sub>11</sub> : N <sub>12</sub>	2 : 4
Output power	100 [W]	N <sub>21</sub> : N <sub>22</sub>	4 : 2
Switching frequency	237 [kHz]	Resonance inductance (L)	2.37 [μH]
C	0.19 [μF]		

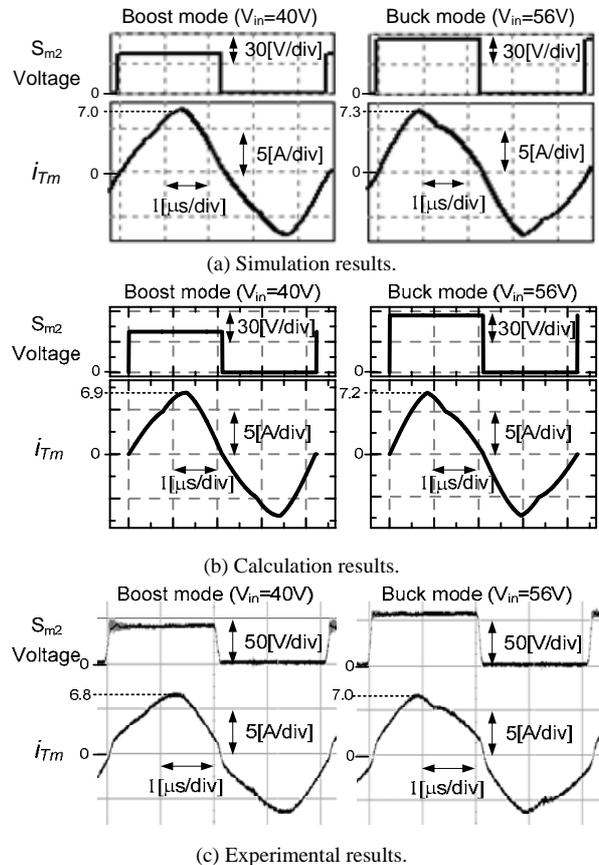


図5 電流波形の比較  
Fig. 5. Comparison of current waveforms.