

電圧共振形電力変換器の特性比較

—電圧共振フォワードタイプにおけるトランスの損失について—

東 徹

Comparative Study of Voltage-mode Resonant DC/DC Converters On Loss of Transformer in Voltage-mode Forward-type Resonant Converters

Toru HIGASHI

(Received May 24, 1993)

Resonant DC/DC converters have been developed to miniaturize the switching power supply, which operate under the condition of zero-voltage-switching or zero-current-switching. Among resonant converters, a voltage-mode converter is suitable for high switching frequency operation, as the MOSFET's output capacitance is utilized as a part of resonant capacitor. Many kinds of topology have been developed and investigated for voltage-mode resonant converters such as quasi-resonant converters, class-E converter and sub class-E converter. However, these voltage-mode converters have a few drawbacks, i. e., its configuration generally becomes complicated, and they are not suitable for the operation of high output power. The voltage-mode resonant forward converter has been proposed to overcome abovementioned drawbacks. So far, the basic characteristics were clarified. However, the research about practical design procedure has not been reported. In this paper, two kinds of forward converters has been compared from the viewpoint of loss in transformer.

Key words : DC/DC converter, resonant converter, forward-type, core loss, ferrite core

1. 緒 言

共振形コンバータは零電圧スイッチングまたは零電流スイッチングで動作するため、スイッチング電源の小形化に適しており、多くの回路方式が提案されている¹⁾²⁾。これらの共振形コンバータのうち、電圧共振形コンバータは、MOSFET の出力容量 (C_{oss}) が共振用コンデンサの一部として使用することができるため、スイッチング周波数の高周波化に適している。電圧共振形コンバータとしては、PWM コンバータのスイッチを共振スイッチで置き換えることにより導出される準共振形コンバータ²⁾、E 級コンバータ³⁾、準 E 級コンバータ⁴⁾ 等がある。しかしながら、これらのコンバータは次のような欠点を持っている。回路構成が複雑となり、また、重負荷時にスイッチへの電圧ストレスが大きくなり、高出力用には適していない。電圧共振形コンバータのなかでも、フォワードコンバータ⁵⁾ は非常に簡単な回路構成を持ち、しかも入出力が絶縁されている。このフォワードコンバータには共振用インダクタが 1 次側にある場合と 2 次側にある場合の 2 種類がある。共振用インダクタが 1 次側にある場合トランスの巻線容量と共振用インダクタにより寄生振動が発生するためにトランスに並列にコンデンサが必要となる。このフォワードコンバータの基本特性については既に報告されている^{6)~7)} がトランスの損失に関する検討は殆どなされていない。

本研究では電圧共振形フォワードコンバータにおいて、共振用インダクタが1次側にある場合と2次側にある場合のトランスの損失を比較検討し、次いでトランスに並列に付加されたコンデンサのトランスの損失に及ぼす影響について述べている。

2. 電圧共振形フォワードコンバータの基本動作

2.1 共振用インダクタを1次側に持つ場合

トランスにコンデンサを付加した電圧全波共振形フォワードコンバータの回路構成図を Fig. 1 に、各部波形（共振用コンデンサ電圧 V_{cr} 、トランス電圧 V_T 、入力電流 i_r ）を Fig. 2 に示す。

Fig. 1 においてダイオード D_c は全波動作を行わせるためのものである。パワー MOSFET には寄生ダイオード D_b が存在するため、 D_c がなければ共振電圧 V_{cr} が負になろうとすると D_b が導通し半波形の動作になる。各状態の等価回路を Fig. 3 に示す。この図において i_r はトランスの励磁電流を示している。

次に、回路動作について説明する。FET スイッチのターンオフ時を時間の原点にとると、FET スイッチのターンオフ時に状態 I が始まり、 V_{cr} 、 i_r は L_r 、 C_r により共振動作をする。このとき出力側のダイオード D_o は導通しているため、トランス電圧は出力電圧 E_o にクランプされている。共振形動作のため出力電流 i_o が減少し零になり、整流用ダイオード D_o がオフすると次の状態(状態 II)に移行する。この状態では2次側回路が切りはなされ V_{cr} 、 V_T 、 i_r は L_r 、 C_r 、 C_T により共振動作をする。トランスの電圧 V_T が増加し、出力電圧 E_o に等しくなると状態 III に移る。状態 III の等価回路は状態 I と同じである。次に、共振用コンデンサ電圧 V_{cr} が零になると状態 IV に移行する。この状態では共振は発生せず入力電流は直線的に増加する。このモードでは、4つの状態のうち3つの状態 (I, III, IV) において、電力が1次側から2次側へ伝送される。トランスの電圧は1周期のうち状態 I, III, IV で入力電圧にクランプされる。一方、このコンバータは軽負荷の

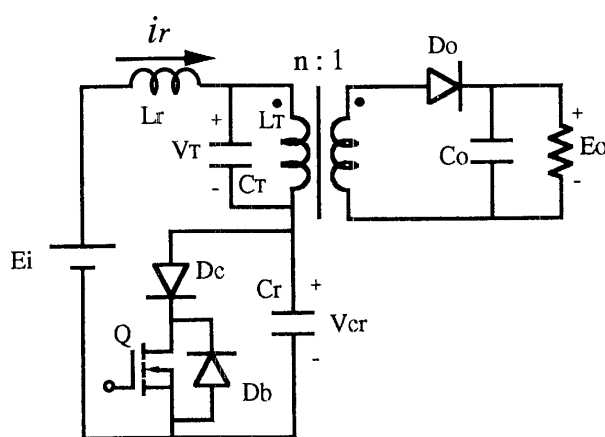


Fig. 1 Voltage-mode resonant forward type converter with L_r at primary side

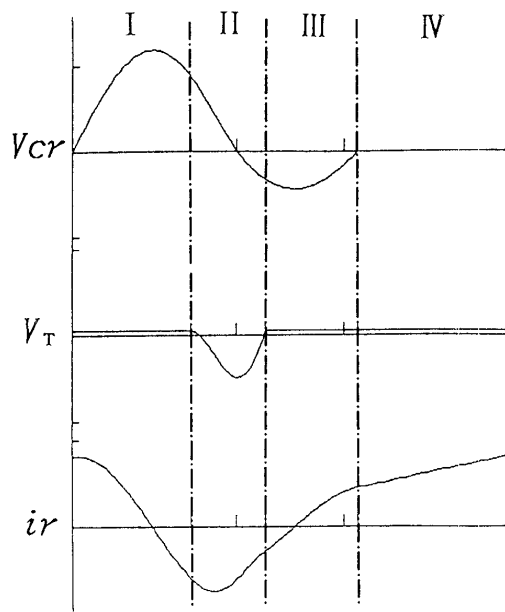


Fig. 2 Voltage and current waveforms

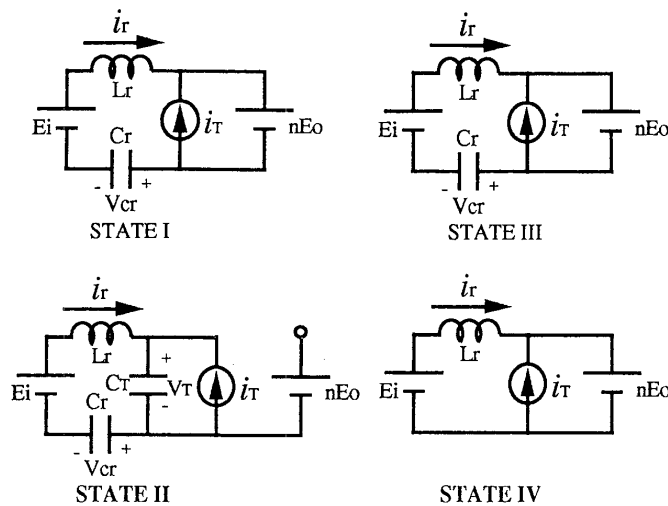


Fig. 3 Equivalent circuit

状態では、別のモードで動作する。即ち、状態IIにおいて、トランスの共振電圧 V_T が出力電圧 E_o に等しくなる前に共振用コンデンサ電圧 V_{cr} が零となる。

2. 2 共振用インダクタを2次側に持つ場合

Fig. 4 に共振用インダクタ L_r をトランス2次側に持つ電圧共振形フォワードコンバータの回路構成図を示す。このコンバータにも4つの状態があり、各部動作波形と各状態の等価回路をそれぞれ Fig. 5 と Fig. 6 に示す。2. 1 と同様に FET スイッチのターンオフ時を時間の原点にとる。FET スイッチのターンオフ時に状態 I が始まり、 C_r と L_r により共振が起こる。共振形動作のため出力電流 i_r が減少し零になり、整流用ダイオード D_o がオフすると次の状態(状態II)に移行す

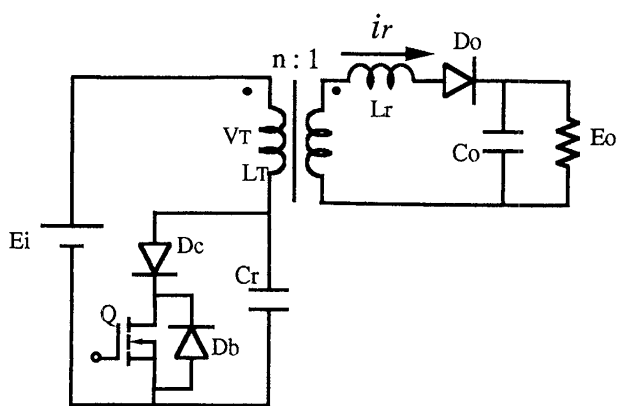


Fig. 4 Voltage-mode resonant forward type converter with L_r at secondary side

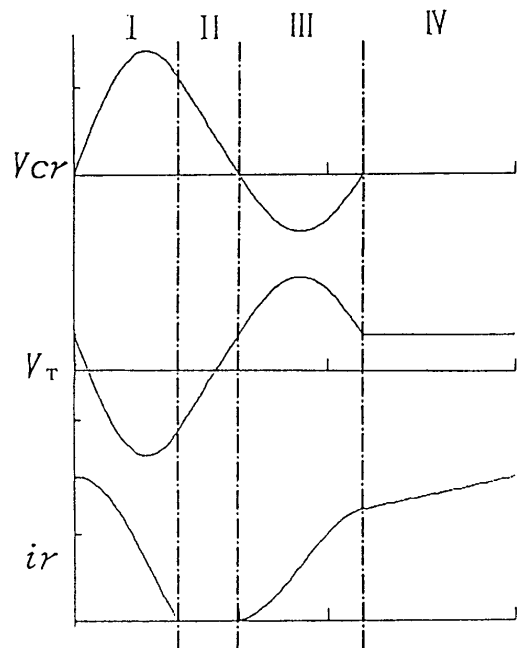


Fig. 5 Voltage and current waveforms

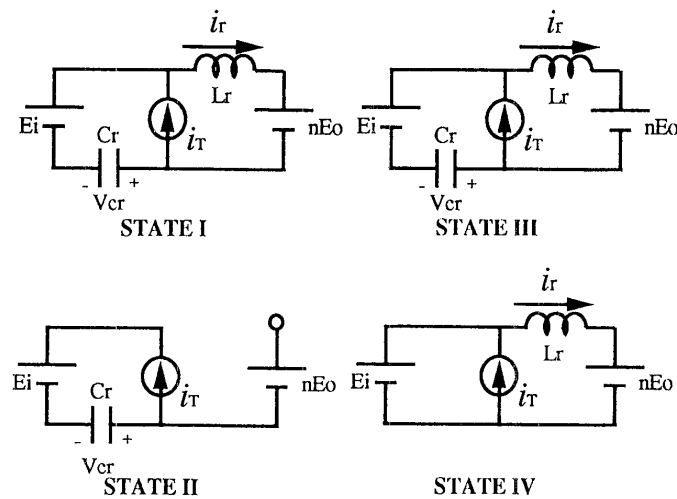


Fig. 6 Equivalent circuit

る。この状態では2次側回路が切りはなされ C_r 両端の電圧 V_{cr} とトランス電圧 V_T は直線的に変化する。このトランスの電圧 V_T が増加し、出力電圧 E_o に等しくなると出力ダイオード D_o が導通し状態IIIに移る。状態IIIの等価回路は状態Iと同じである。次に、共振用コンデンサ電圧 V_{cr} が零になると状態IVに移行する。この状態では共振は発生しない。このモードでは、4つの状態のうち3つの状態(I, III, IV)において、電力が1次側から2次側へ伝送される。また、共振形用インダクタを1次側に持つコンバータとはちがって、トランスの電圧は1周期のうち状態IVのみで入力電圧にクランプされる。

3. トランスの損失比較

本節では電圧共振フォワード形コンバータの共振用インダクタが1次側にある場合と2次側にある場合のトランスの損失を比較検討している。更に、共振用インダクタが1次側にある場合、トランス巻線端子間に並列に挿入したコンデンサ C_r を増加することによりトランスの鉄損を著しく低減できることを示す。

Fig. 1 及び Fig. 4 に示す電圧共振形フォワードコンバータにおいて、出力電圧 8V 出力電流 2A となるようにスイッチング周波数を調整した場合のトランスの電力損失、トランスの一周期あたりのエネルギー損失、スイッチング周波数そして磁束密度振幅を表 1, Fig. 7, Fig. 8 Fig. 9 及び Fig. 10 に示す。表 1 は共振用インダクタが2次側にある場合を示し、Fig. 7, Fig. 8 Fig. 9 Fig. 10 は共振用インダクタが1次側にある場合を示す。Fig. 1, Fig. 4 の回路においては同じ定数の素子

Table. 1 Transformer loss with L_r at secondary side.

Loss per one cycle	16.2×10^{-7} joule
Power loss	0.36W
Switching Freq.	225kHz
ΔB	0.05T

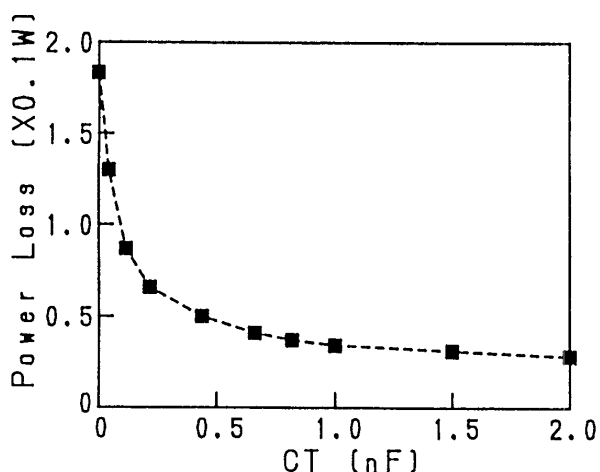


Fig. 7 Power loss in transformer
($E_o=8V$, $I_o=2A$, $E_i=30V$, $L_r=44\mu H$, $L_T=227\mu H$, $C_r=4.3nF$, $C_o=470\mu F$)

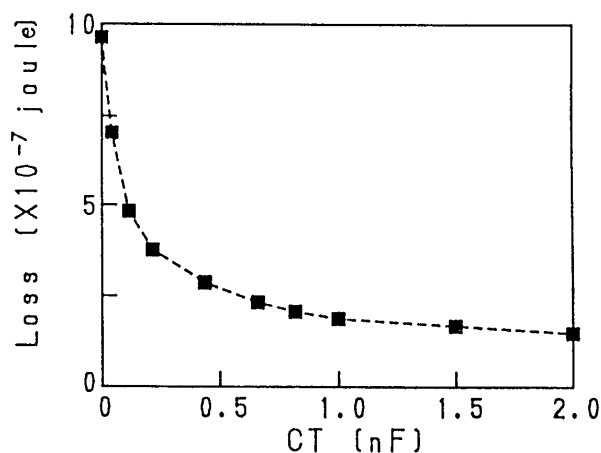


Fig. 8 Loss per one cycle in transformer
($E_o=8V$, $I_o=2A$, $E_i=30V$, $L_r=44\mu H$, $L_T=227\mu H$, $C_r=4.3nF$, $C_o=470\mu F$)

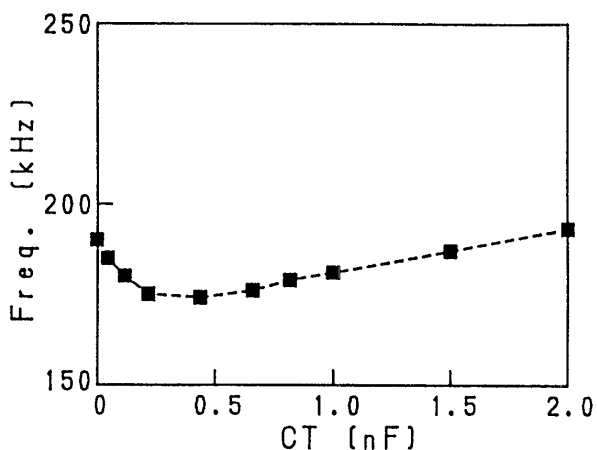


Fig. 9 Variation of switching frequency
($E_o=8V$, $I_o=2A$, $E_i=30V$, $L_r=44\mu H$, $L_T=227\mu H$, $C_r=4.3nF$, $C_o=470\mu F$)

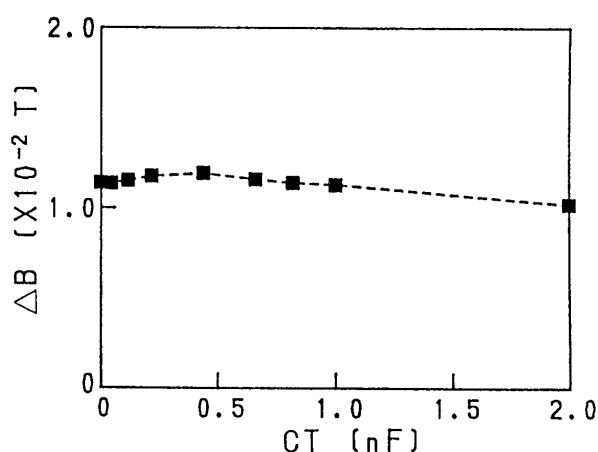


Fig. 10 Flux density versus C_T
($E_o=8V$, $I_o=2A$, $E_i=30V$, $L_r=44\mu H$, $L_T=227\mu H$, $C_r=4.3nF$, $C_o=470\mu F$)

を使用し、トランスは Mn-Zn 系フェライト PC30 材 PQ3535 (TDK) を使い巻線数は 20:20 である。

表 1, Fig. 7, Fig. 8 より共振用インダクタを 1 次側に持つコンバータのほうがトランスの電力損失及び一周あたりエネルギー損失が小さいことが分かる。これは表 1 と Fig. 10 より、共振用インダクタが 2 次側にある場合の磁束密度振幅は 0.05T、一方、1 次側にある場合 ($C_T=0.5nF$) 0.012T と、2 次側にある場合の方が磁束密度振幅が大きいためである。このことは次のように説明することができる。共振用インダクタを 2 次側に持つ (Fig. 4) 場合、トランス電圧 V_T は状態 IV においてのみ入力電圧 E_i でクランプされる。また、 $V_T=E_i-V_{cr}$ が成立するため、トランスの電圧は共振用コンデンサ電圧 V_{cr} と同じ電圧変化を示す。しかも、負荷が重くなると V_{cr} は増加するので、トランス電圧 V_T も増加することになる。一方、共振用インダクタ L_r をトランス 1 次側に持つコンバータ (Fig. 1) のトランス電圧は負荷条件に依存せず、またトランスに並列に付加したコンデンサの容量を増加することにより負のピーク電圧値を著しく低減させることができる⁶⁾。

よって、共振用インダクタを1次側に持つコンバータのほうが2次側に持つコンバータに比べて、より大きなトランスの磁束密度振幅を持つことになる。

Fig. 7, Fig. 8, Fig. 9において C_T は付加したコンデンサの容量を示しているため $C_T=0$ ではトランス巻線の寄生容量分が残る、トランスには高周波の寄生振動電圧が発生する。また、Fig. 9よりスイッチング周波数の変化が非常に小さいことが分かり、トランスの1スイッチング周期でのエネルギー損失もFig. 8に示すようにFig. 9と同様な傾向になることが分かる。Fig. 10にはFig. 7, Fig. 8, Fig. 9と同じ条件下での磁束密度振幅を示す。この図より各 C_T における磁束振幅は殆ど同じであることが分かる。一方、Fig. 7より $C_T=2nF$ での損失は $C_T=0$ の時の1/6となり、トランスの電力損失（鉄損）が著しく低減されていることが分かる。即ち、この損失低減の原因は C_T を付加することにより、トランス電圧のピーク値を抑制し、磁心の渦電流を低減できたためと考えられる。また、共振用インダクタが1次側にある場合と2次側にある場合のトランスの1次側電流 i_1 、2次側電流 i_2 波形をそれぞれFig. 11とFig. 12に示す。 i_1 はトランス1次側の●に流入する方向を正に取り、 i_2 はトランス2次側の●から流出する方向を正に取っている。Fig. 11, Fig. 12は同じ入出力条件（ $E_i=30V$, $E_o=8V$, $I_o=2A$ ）、同じ回路定数での波形である。これらの波形より、トランスの銅損は共振用インダクタが1次側にある場合と2次側にある場合において、殆ど同じであることが分かる。

準E級コンバータ⁴⁾は上述した共振用インダクタンス L_r を2次側に持つフォワードコンバータのトランスの励磁インダクタンスを小さくして、共振用として使っているため、上述した L_r を2次側に持つコンバータより、トランスの損失及びトランスへの電圧ストレスは更に大きくなる。

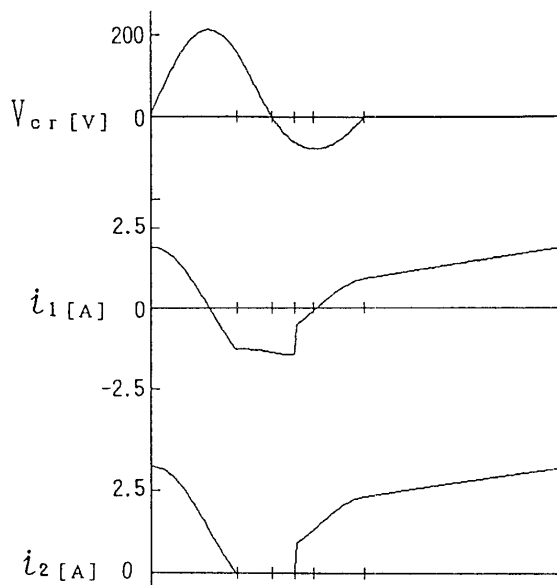


Fig. 11 Waveforms of transformer current with L_r at primary side
($E_o=8V$, $I_o=2A$, $E_i=30V$, $L_r=44\mu H$,
 $L_T=227\mu H$, $C_r=4.3nF$, $C_o=470\mu F$)

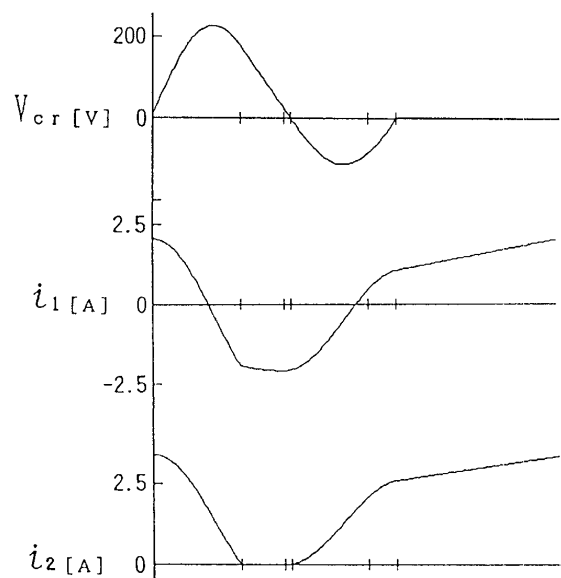


Fig. 12 Waveforms of transformer current with L_r at secondary side
($E_o=8V$, $I_o=2A$, $E_i=30V$, $L_r=44\mu H$,
 $L_T=227\mu H$, $C_r=4.3nF$, $C_o=470\mu F$)

4. 結 論

以上、共振形用インダクタを1次側と2次側に持つ2種類の電圧共振形フォワードコンバータのトランスの損失を比較検討し次のような結論が得られた。

- (1) 1次側に共振用インダクタを持つコンバータの方が2次側に持つ場合よりトランスの1周期あたりのエネルギー損失および電力損失は小さい。これは磁束密度振幅の違いにより起こる。
- (2) 負荷が重くなると、それに従って2次側に共振用インダクタを持つコンバータのトランスの損失は増大するが、1次側に共振用インダクタを持つコンバータのトランスの損失は負荷に殆ど依存しない。
- (3) トランスの銅損は双方ともほとんど変わらない。
- (4) 1次側に共振用インダクタを持つコンバータの場合、トランスに付加されたコンデンサの容量を増加することによりトランスの損失を著しく低減することができる。

文 献

- 1) LIU, K. H., ORUGANTI, R AND LEE, F. C.: Resonant switches-topologies and characteristics, IEEE PESC'85 Record, 106-116, 1985.
- 2) LIU, K. H. AND LEE, F. C.: Zero-voltage switching technique in dc/dc converter, IEEE PESC '86 Record, 58-70, 1986.
- 3) REDL, R. MOLNAR, B. AND SOKAL, N.: Class E resonant regulated DC/DC power converter: analysis of operation and experimetal results at 1. 5MHz, IEEE PESC '83 Record, 50-60, 1983.
- 4) ONODERA, T. MASUDA, Y. AND NAKAJIMA, A.: High-efficiency switching regulator using sub class-E switching mode, INTELEC '81 Record, 132-137, 1981.
- 5) NINOMIYA, T. HIGASHI, T. NAKAHARA, M. FUJIMOTO, K. AND HARADA, K.: Full-wave voltage-mode resonant converter with multiple outputs, IEEE PESC '90 Record, 543-551, 1990.
- 6) 二宮保, 東徹, 中原正俊, 原田耕介: 電圧共振形 ON-ON コンバータにおける電圧ピークの抑制について, 電子情報通信学会技術研究会報告, PE90-13, 15-19, 1990.
- 7) NINOMIYA, T. NAKAHARA, M. HIGASHI, T. AND HARADA, K.: Personal-computer-based analysis of resonant converters with parasitic element, IEEE PESC '90 Record, 242-249, 1990.