

空心変圧器を用いた 共振型DC/DCコンバータ

The Resonant DC/DC Converter with a Coreless Transformer

小川 達成 早野 誠治 斎藤 兆古
T. Ogawa S. Hayano and Y. Saito

法政大学 工学部
College of Engineering, Hosei University

1. まえがき

LSI, IC等の電子回路はDC5V程度の低電圧で動作する。このため、商用電源を入力とする場合にはAC100Vを適当な電圧に変換する必要がある。それには高精度で安定な直流電圧を供給するための電源が必要となる。この電源にスイッチング電源が多く用いられ、小型・軽量かつ高効率が望まれている。

従来、スイッチング電源を小型化する手法として、もっぱらスイッチング周波数の高周波化が行われ、現在、出力電力が数百W以下の電源ではスイッチング周波数が200kHzを超えるものが主流である。しかし、この手法もスイッチング周波数の上昇に伴うスイッチング・ロスとノイズの増大により、以前ほど有効な小型化手段では無くなりつつある。

そして現在、数MHz帯域においても低スイッチング・ロス、低ノイズを可能にすることで注目を集めている共振型電源は、PWMコンバータに比べ部品に与えるストレスが大きく、LやCの共振素子やスイッチ素子等を必要とし、出力制御をPFM制御で行うため最低周波数に回路定数を決定せざるを得ず小型化の妨げとなっている。また、どの回路方式が最適かは電源の出力容量、開発目的等により異なるうえに、部品の開発動向に大きく左右され、当分はPWMコンバータに代わる方法を特定化することは出来ない[1]。

一方、従来から筆者らは、スイッチング電源を小型・軽量化する新手法として磁性材料を全く用いない空心変圧器を実現し、提案している[2-5]。また、スイッチング電源のEMC対策と小型化の観点から、空心変圧器の液体窒素冷却を行い低周波駆動を試み、低ノイズ・小型スイッチング電源の実現可能性を明かにしている[6]。

以上のことを踏まえ、本稿では電源回路に共振素子を付加せず、空心変圧器の巻線構造により共振を実現する、新方式共振型DC/DCコンバータの実験を行ったので、その結果を報告する。

2. 共振型DC/DCコンバータ

2.1. 共振型空心変圧器の原理

共振型空心変圧器の動作原理は、一次巻線のインダクタンスと一次導体間の分布容量を利用し、並列共振を実現することにある。

本来、空心変圧器の動作原理は導体の表皮効果であり、図1(a)に示す様に一次・二次巻線を隣接して平行に並べた構造からなる。そのため、一次巻線導体間の分布容量が存在する。しかし、導体間に電位差が小さい場合その影響も小さく、図1(b)に示す様に、共振周波数は数MHz帯である。この共振周波数を下げるため、共振型空心変圧器では、図2(a)の結線方式を採用し、一次巻線に2本の導体を用いることで、一次導体間に一次電圧の半分が加わる構造とする。この結果、図2(b)に示す如く共振周波数を482kHzに下げることができた。

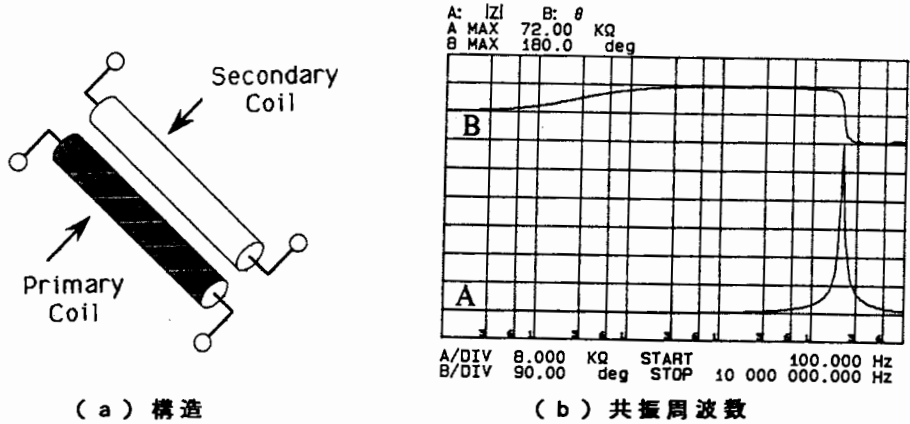


図1. 従来型空心変圧器

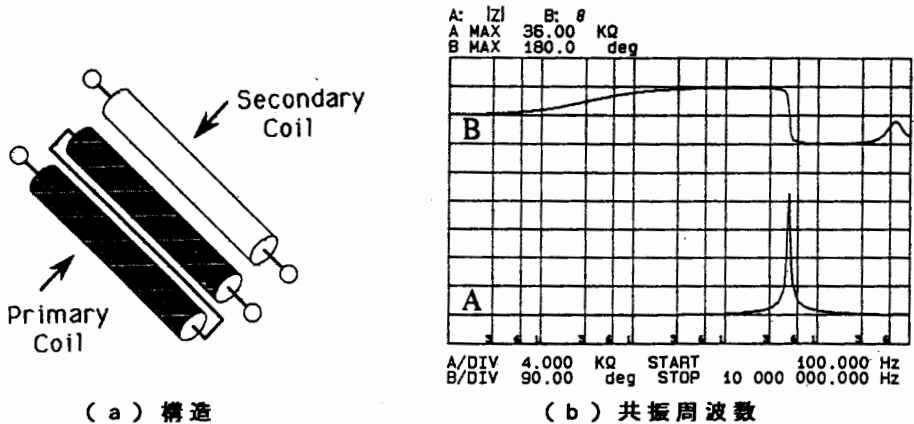


図2. 共振型空心変圧器

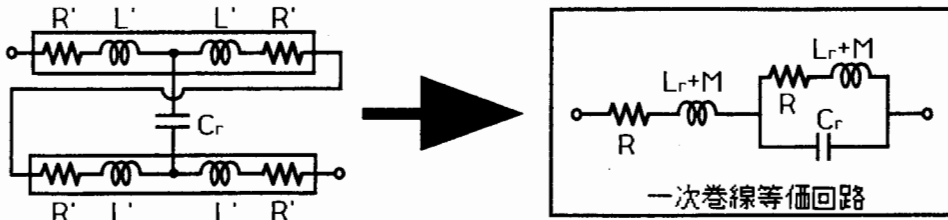
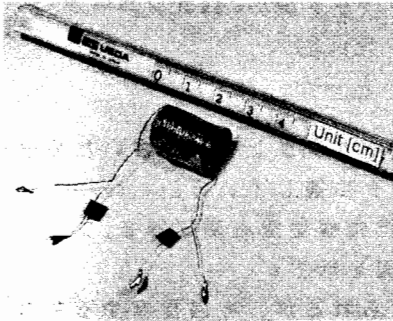
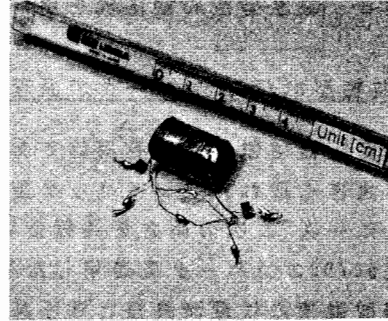


図 3 . 等価回路の導出



(a) 従来型空心変圧器



(b) 共振型空心変圧器

図 4 . 空心変圧器の外観

図 3 に共振型空心変圧器巻線間の分布容量 C_r が、抵抗 R とインダクタンス L_r に対して、並列に挿入されていると仮定した場合の一次巻線等価回路を示す [7]。

この共振型空心変圧器は、周波数によって入力インピーダンスが変化するため、共振周波数を中心とするバンド阻止型のフィルタとしても作用する。そのため、DC/DCコンバータ等のスイッチング周波数を共振周波数に設定することで、トランジスタが OFF 時のドレイン-ソース間のスパイク状電圧を、並列共振時の高インピーダンスで低減でき、PWM 制御方式 DC/DC コンバータの低ノイズ化が可能である。

図 4 (a) , (b) に、今回試作し実験に用いた従来型と共振型空心変圧器の外観を示す。図 4 (a) の従来型は一次・二次巻線に、それぞれ 1 本の導体を用い導体長 $l_1 = l_2 = 10$ [m] である。図 4 (b) の共振型は一次・二次とも共振型結線とし、それぞれ 5 m の導体を 2 本直列に用い $l_1 = l_2 = 10$ [m] である。また、変圧器巻線の導体径は、従来型・共振型とも 0.2 mm を用い、さらに結合を高めるため巻線をつист状により合わせ、トロイダル型に巻いた。

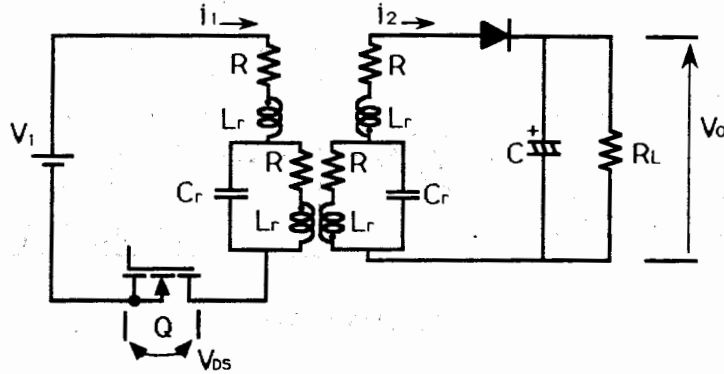


図 5. 共振型空心変圧器を用いたフライバック型 DC/DC コンバータ

2.2. 共振型 DC/DC コンバータの原理

空心変圧器は磁性材料を用いておらず、インダクタンスが小さいため励磁電流が大きく取れ、フライバック型コンバータに適している。

図 5 に一次・二次の両方を共振型結線とした共振型空心変圧器を、フライバック型 DC/DC コンバータに適用した等価回路図を示す。

共振型電源には電流共振と電圧共振に分けられるが、今回提案する共振型空心変圧器を用いた電源は電圧共振型である。

これは、図 3 の等価回路に示す、共振型変圧器巻線のインダクタンス L_r とキャパシタンス C_r とで並列共振を起こし、インピーダンス Z_r が最大値を取る共振角周波数 $\omega_r (=2\pi f_r)$ が存在し、

$$\omega_r = 1 / \sqrt{(L_r + M) C_r} \quad (1a)$$

$$\begin{aligned} Z_r &= R + \{(L_r + M) / (R C_r)\} \\ &= R + \{1 / (R \omega_r^2 C_r^2)\} \end{aligned} \quad (1b)$$

で与えられる。

そのため、変圧器巻線の漏れインダクタンスとキャパシタンスとで、FET Q のターン OFF 時にドレイン-ソース間電圧 V_{ds} の波形を共振させ、スパイク電圧を除去し、且つ、正弦波状に近ずけることを第一の目的とする。

一方、FET Q がターン ON 時には、式 (1b) で与えられる、共振時の高インピーダンス Z_r により突入電流サージを低減すると共に、一次電流 i_1 を正弦波状に徐々に立ち上げることができる。この共振電流波形は、変圧器の二次巻線にも誘起される。よって、二次側整流ダイオードに印加される電圧も、正弦波状に徐々に立ち上がる。

正弦波状の電圧波形に含まれる高調波は少なく、ダイオードの逆回復特性による短絡電流も低減でき、発生ノイズを低く抑えることが可能である。

今回提案する、共振型空心変圧器を用いたフライバック型 DC/DC コンバータ

は、重点をゼロ・スイッチングでは無く、矩形波の電流・電圧波形から高調波を取り除くことにより正弦波状に波形整形し、出力ノイズを低減することにしている。

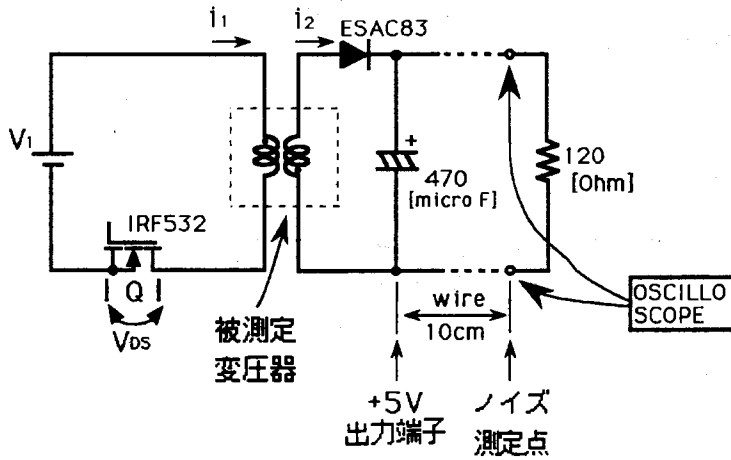


図 6. ノイズ測定回路構成

2.3. 実験と検討

図 6 に示すフラック型 DC/DC コンバータ回路に、従来型と共振型空心変圧器を実装し、出力端電圧 $V_o = 5$ [V] にノイズとして重畳している、スパイク電圧およびリップル電圧の Peak to Peak 値 V_{PP} をオシロスコープで測定した。ただし、図 6 の FET Q はスナバレスで用いた。

一方、本共振型空心変圧器は電圧共振型に属するため、FET Q の OFF 時間と動作周波数設定が必要であり、最適値が存在している。以下の測定では、FET Q の ON-Duty 比または周波数を変化させているが、入力電圧 V_i を制御することにより $V_o = 5$ [V] を一定に保った。

[ノイズ V_{PP} - ON Duty 特性]

図 7 にノイズ V_{PP} - ON Duty 特性を示す。スイッチング周波数は共振型空心変圧器の共振周波数である $f = 482$ [kHz] とした。

この図 7 から、FET Q の ON-Duty 比を上げていくと、すなわち、OFF 時間を短くして行くとノイズが減少し、ON-Duty 比 67.5% (OFF 期間 $t = 0.6$ [μ Sec.]) 時に、共振型空心変圧器を用いた DC/DC コンバータのノイズが最小となることがわかる。

[ノイズ V_{PP} - 周波数特性]

また図 8 には、上記の結果を踏まえ FET Q の OFF 期間を $t = 0.6$ [μ Sec.] に固定した場合のノイズ-周波数特性を示す。

図8からわかる様に、周波数の増加と共にノイズが減少しており、共振型のノイズが最小になったのは、スイッチング周波数 $f=482$ [kHz]の時である。これは、共振型空心変圧器の共振周波数 $f_r=482$ [kHz]と一致しており、コンバータのスイッチング周波数を共振周波数 f_r に設定することで、低ノイズ化が図られることが確認できる。

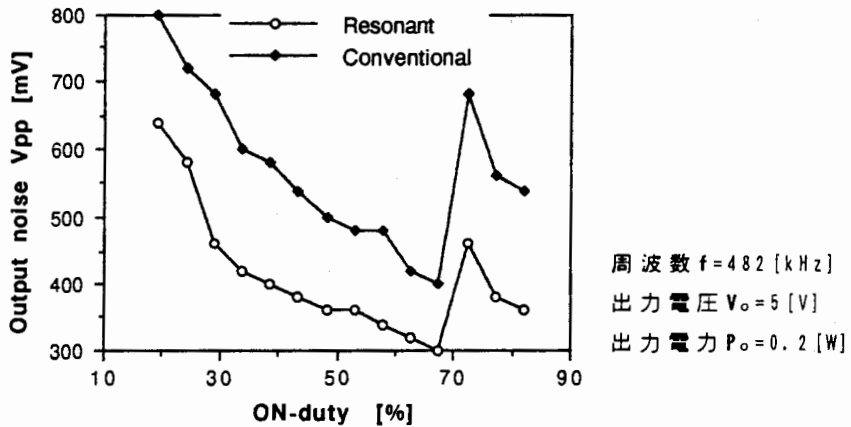


図7. ノイズ V_{PP} - ON Duty 特性

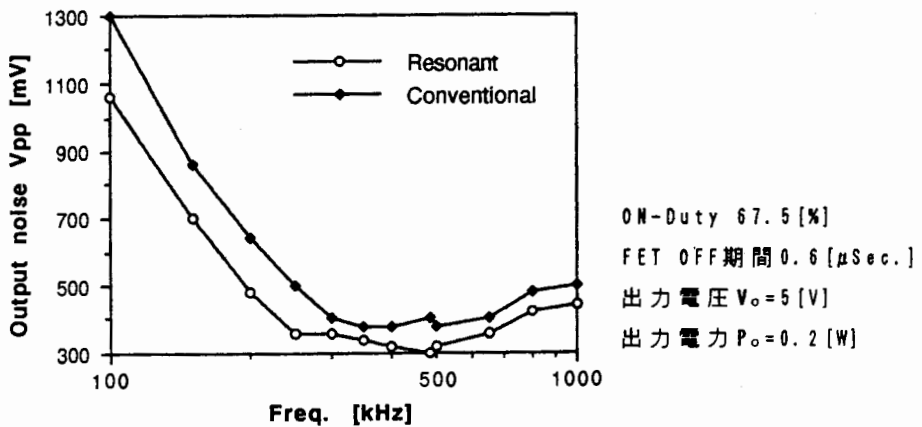
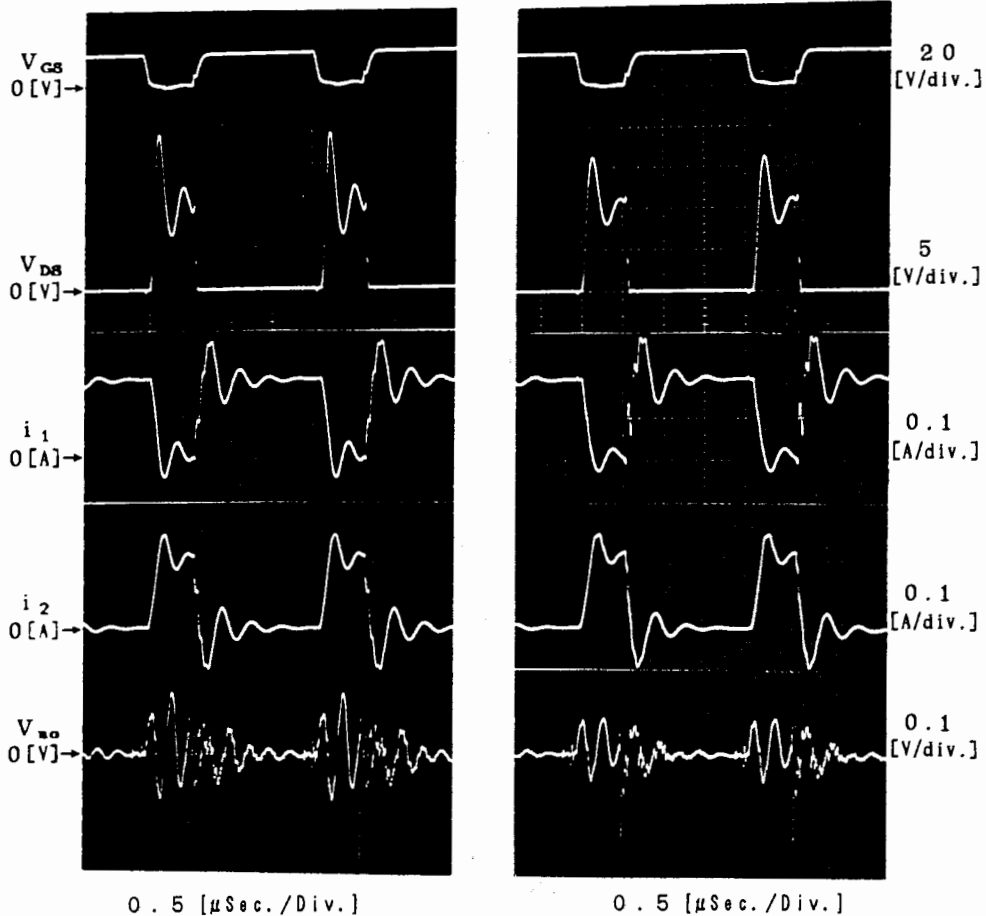


図8. ノイズ V_{PP} - 周波数 特性



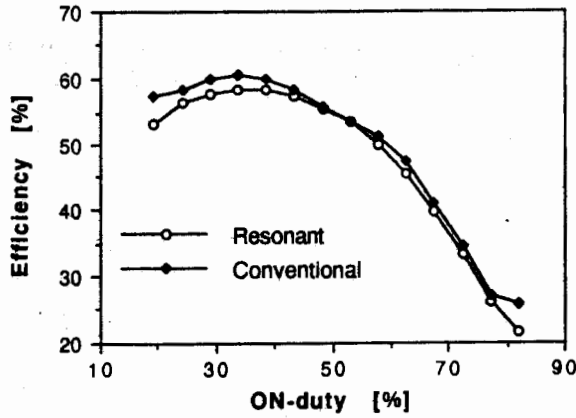
(a) 従来型空心変圧器

(b) 共振型空心変圧器

図9. フライバック型DC/DCコンバータ動作波形

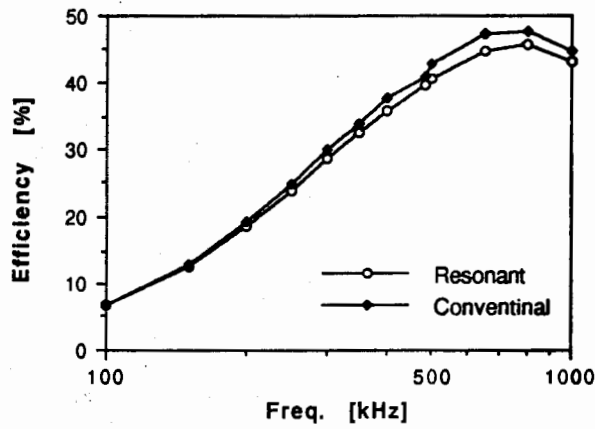
[動作波形]

図9に、 $f_r = 482$ [kHz]におけるコンバータ各部の動作波形を示す。上の波形からそれぞれ、ゲート-ソース間電圧： V_{GS} 、一次電流： i_1 、二次電流： i_2 、ドレイン-ソース間電圧： V_{DS} 、出力電圧ノイズ： V_{no} 、である。従来型変圧器に対し、共振型変圧器を用いた場合にドレイン-ソース間の跳ね上がり電圧 V_{DS} が減少し電圧振動も低周波化した。その結果、出力電圧ノイズ V_{no} において、FET Q がターンON時に発生するスパイク電圧ノイズのピーク値が低減され、また、FET Q がOFF時の電圧振動も抑制することが出来た。各部波形からも共振型空心変圧器のノイズ低減効果が示されている。



周波数 $f=482$ [kHz]
 出力電圧 $V_o=5$ [V]
 出力電力 $P_o=0.2$ [W]

図 10 (a) . 効 率 - O N Duty 特 性



ON-Duty 67.5 [%]
 FET OFF 期間 0.6 [μSec.]
 出力電圧 $V_o=5$ [V]
 出力電力 $P_o=0.2$ [W]

図 10 (b) . 効 率 - 周 波 数 特 性

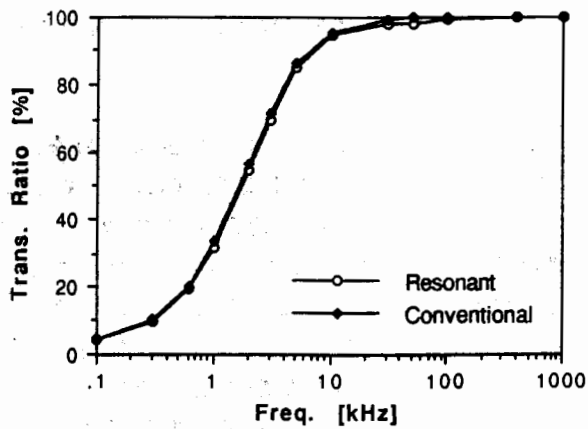


図 11 . 変 圧 比 - 周 波 数 特 性

[効率特性]

DC/DCコンバータの重要な電氣的評価項目として効率が上げられる。トランスの巻線抵抗損失のみならず、漏れインダクタンスに貯えられたエネルギーが損失となるため、一次・二次間の結合係数が効率を左右する重要な要因となる。

DC/DCコンバータの効率 η は、

$$\eta = \{ \text{出力電力 [W]} \} / \{ \text{入力電力 [W]} \} \quad (2)$$

として求めた。

図10(a),(b)には、それぞれ図7、図8に対応する効率-ON Duty特性、効率-周波数特性を示す。従来型に対し共振型空心変圧器を用いた場合の効率が全体的に低下しており、平均1~2%程度の効率低下となった。この原因として、共振型変圧器は導体間の分布容量を増加させるため、巻線導体本数が増やさなければならず、一次・二次間の距離が離れ、結合が低下したことに起因すると考えられる。また、図11に示す変圧比特性においても、低周波帯域で従来型に対し共振型の変圧比が、1%程度低下していることから確認できる。

3. まとめ

本稿では、共振素子を付加すること無く、空心変圧器の結線方式を工夫することで、巻線のインダクタンスとキャパシタンスにより並列共振を実現する共振型空心変圧器を開発した。さらに、フライバック型DC/DCコンバータに実装した結果、共振型空心変圧器によって、高調波および出力端ノイズの低減が示された。また、効率においては巻線導体の並列化や液体窒素冷却による銅損低減が可能であり、低ノイズ特性を考慮すれば共振型空心変圧器を用いたDC/DCコンバータの実用化期待できる。

参考文献

- [1] 杉浦利之他、「スイッチング電源の小型化と高周波トランス技術」、
電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-92-50、1992年2月13日。
- [2] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome and Y. Saito, "A new type high
frequency transformer," IEEE Trans. Magn., Vol. 27, No. 6.,
pp. 5205-5207, Nov. 1991.
- [3] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、斎藤兆古、「高周波軽量トランスのDC
/DCコンバータへの適用」、電子情報通信学会、電子通信用電源技術
研究会資料、PE91-54、平成4年1月。
- [4] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、斎藤兆古、「高周波空心トランスの小型
電源装置への適用」、電子情報通信学会、電子通信用電源技術研究会資料、
PE91-63、平成4年2月。
- [5] 小川達成、早野誠治、斎藤兆古、「高周波空心トランスを用いたDC/
DCコンバータの負荷特性」、電気学会マグネティックス研究会資料、
MAG-92-132、1992年7月17日。
- [6] 小川達成、斎藤兆古、「高周波空心変圧器の一考察」、電気学会マグネ
ティックス研究会資料、MAG-93-132、1993年8月2日。
- [7] 緑川洋一、早野誠治、斎藤兆古、「導体間の分布容量を用いた共振回路
の実験的検討」、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-94-10、
1994年3月7日。

原稿受付日	平成6年2月8日
-------	----------