

高周波空心トランスの小型電源装置への適用

A Small Power Supply with a Coreless High Frequency Transformer.

早乙女英夫*

小川達成*

早野誠治*

斉藤兆古*

木脇久勝**

H. Saotome

T. Ogawa

S. Hayano

Y. Saito

H. Kiwaki

*法政大学 工学部

**九州産業大学 工学部

Hosei University

Kyushu Sangyo University

1. まえがき

各種電源機器の中で、モータ駆動用などの容量（数kW）以上のものはそれ自体を独立に単体品として製造する機会が多いが、数百あるいは数十W以下のものは、例えばパーソナルコンピュータなどの様に、その製品システムの中に組み込まれるケースが多い。特に計算機用電源においては、信号用半導体、すなわちメモリデバイスの小型・高密度化が飛躍的に進んでおり、電源部のプリント基板上に占める割合が近年大きく目だってきている。この様な背景から、小容量電源の一層の小型・軽量化が要求されている。

一方、最近の電力用半導体素子の高周波化に伴い、トランス、インダクタおよびコンデンサの小型化が実現されている。しかし、これら回路部品の高周波における低損失化が重要な課題であり、インダクタおよびトランスは、フェライトまたはアモルファス磁性材料を磁心に用いることで高周波時の低損失化に対応している[1-3]。しかしながら、これらの磁性材料においてもいわゆる鉄損が励磁周波数と共に増加するため、電源機器の効率を下げる要因となっている。また、磁性材料は、本質的に、磁束の飽和現象を持っており、インダクタおよびトランスとして使用できる磁束値、すなわち、電圧・時間積に制限があり、機器設計の制約条件の一つとなっている。

この様な問題を解決するためには、本質的に空心トランスが望まれることから、本稿では、異なる巻線構造を持つ3種の高周波空心トランスを提案する。これらのトランスは、磁性材料

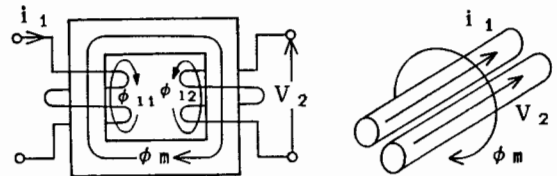
を全く用いずに一次・二次巻線間の良好な磁気結合が得られるもので、巻線導体の表皮効果を活用したものである。磁性体を用いていないため、従来の磁心付きトランスよりも極めて軽量となり、人工衛星搭載用などの用途にも期待できるものである。

本稿では、開発した3種のトランスの単体特性およびこれらのDC/DCコンバータへの適用例について述べる。

2. 高周波空心トランス

2.1. 基本原理

図1(a)に磁性材料を磁心に用いた従来型のトランスの原理図を示す。主磁束 ϕ_m は、一次および二次巻線に共通に鎖交し、一方、漏れ磁束 ϕ_{11} および ϕ_{12} は、各巻線の近傍でその磁束を生じさせる電流の流れている巻線と同じ巻線のみ鎖交している。これら漏れ磁束は、一次・二次巻線間の幾何学的な距離が離れているために生ずるものであり、図1(b)に示す様に両巻線間の距離を接近させることで低減できる。



(a) 従来型トランス (b) 漏れ磁束の低減

図1. トランスの動作原理

さらに、励磁周波数を増加させると、表皮効果により導体内部の電流が導体表面に集中して分布する様になり、これにより各導体の漏れ磁束となる各導体内部磁束が減少し、一次・二次巻線間の結合係数が向上する。これが本高周波空心中心トランスの基本動作原理であり、導体断面の直径が数100 μm の時、励磁周波数が数10kHz以上となると、磁心が無い状態、すなわち、空气中(透磁率 $\mu_0=4\pi\times 10^{-7}$)においても結合係数が70%以上となることが確認されている[4,5]。

2.2. 円形断面導体の表皮効果

図2に示す様な半径 a 、長さ l_1 の導体に電流 I が流れている時、導体断面上の電流密度 J に関する支配方程式は、

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial J}{\partial r} \right) = \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial J}{\partial t} \quad (1)$$

となる。ただし、 r, t および ρ はそれぞれ半径方向の座標、時間および導体の抵抗率を表している。円形境界の場合のこの種の支配方程式の解は、ベッセル関数によって表され、

$$J(r) = \frac{\kappa_1 I}{2\pi a} \frac{I_0(\kappa_1 r)}{I_0'(\kappa_1 a)} e^{j\omega t} \quad (2)$$

として与えられる[6]。ただし、 $I_0(\kappa_1 r)$ は0階第1種の変形ベッセル関数であり、 ω を電流の角周波数として、

$$\kappa_1 = a\sqrt{\omega \mu_0 \pi / 2\rho} \quad (3)$$

とした。また、 I_0' は I_0 の半径方向に対する微分関数を表し、(1)式右辺の時間微分 $\partial/\partial t$ は $j\omega$ ($j=\sqrt{-1}$)として解を求めた。

まず最初に図2の導体の内部磁束のみを考慮すると、導体表面の両端電位差 V は、導体表面電流が内部磁束と鎖交しないことから、

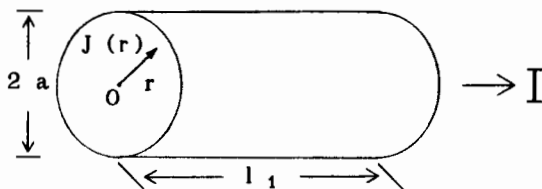


図2. 円形断面導体

$$V = \rho l_1 J(a)$$

$$= \rho l_1 \frac{\kappa_1 I}{2\pi a} \frac{I_0(\kappa_1 a)}{I_0'(\kappa_1 a)} \quad (4)$$

として与えられる。一方、図2の導体を集中定数としてみた交流抵抗および内部インダクタンスを R_{D1} および L_{i1} とすると、

$$V = (R_{D1} + j\omega L_{i1}) I \quad (5)$$

となる。ここで、

$$I = \int_0^a J \cdot 2\pi r \cdot dr \quad (6)$$

である。(2)式および(5)式より、

$$\begin{aligned} (1/R_{D1})(R_{D1} + j\omega L_{i1}) \\ = (\kappa_1 a/2) \{I_0(\kappa_1 a)/I_0'(\kappa_1 a)\} \end{aligned} \quad (7)$$

を得る。ここで、 R_{D1} は導体の直流抵抗で、

$$R_{D1} = \rho l_1 / (\pi a^2) \quad (8)$$

である。

(7)式の実部および虚部がそれぞれ等しいことから、 $\kappa_1 < 1$ のとき、

$$R_{A1} \approx R_{D1} \{1 + (1/3)\kappa_1^4\} \quad (9)$$

$$L_{i1} \approx (\mu_0 l_1 / 2) \{1 - (1/6)\kappa_1^4\} \quad (10)$$

また、 $\kappa_1 \geq 1$ のとき、

$$R_{A1} \approx R_{D1} \{ (1/4) + \kappa_1 + (1/64)(1/\kappa_1^3) \} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} L_{i1} \approx (\mu_0 l_1 / 2) \cdot \\ \{ (1/\kappa_1) - (1/64)(1/\kappa_1^3) \} \end{aligned} \quad (12)$$

として交流抵抗 R_{A1} および内部自己インダクタンス L_{i1} が与えられる。これらをトランスの一次巻線の値とすると、同様にして半径 b 、長さ l_2 の二次巻線の交流抵抗 R_{A2} および内部自己インダクタンス L_{i2} も求めることができる。

したがって、一次および二次巻線の自己インダクタンス L_1 および L_2 は、求めた内部自己インダクタンス L_{i1} および L_{i2} に、各導体の外部に生ずる磁束とその電流との鎖交によるインダクタンスをそれぞれ加えることで得られ、

$$L_1 = L_{i1} + \{ \mu_0 / (2\pi) \} l_1 \{ \log(2l_1/a) - 1 \} \quad (13)$$

$$L_2 = L_{i2} + \{ \mu_0 / (2\pi) \} l_2 \{ \log(2l_2/b) - 1 \} \quad (14)$$

となる。

2.3. 表皮効果による結合係数の向上

一次および二次巻線の有効長を l_1 および l_2 とすると、相互インダクタンス M は、 $l_1 \leq l_2$ のとき、

$$M = \left\{ \frac{\mu_0}{2\pi} \right\} l_2 \left[\log(2l_1 / (a+b)) - 1 \right] \quad (15)$$

また、 $l_1 > l_2$ のとき、

$$M = \left\{ \frac{\mu_0}{2\pi} \right\} l_1 \left[\log(2l_2 / (a+b)) - 1 \right] \quad (16)$$

となる。(15)式および(16)式の相互インダクタンス M は、(13)式および(14)式の右辺第2項と同様、導体断面の電流分布が原点对称であればその分布、すなわち表皮効果の影響を受けない。

一般に、トランスの結合係数 k は、次式によって表される。

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2} \quad (17)$$

高効率のトランスを実現するためには、高い結合係数が望まれる。図1(b)の如く近接した、長さ3m、断面円の半径が0.2mmの2つの銅導体の交流抵抗 $R_a (=R_{a1}=R_{a2})$ 、自己インダクタンス $L (=L_1=L_2)$ および結合係数 k の周波数特性の理論値を図3に示す。励磁周波数が増加すると表皮効果によって交流抵抗は増加するが、内部自己インダクタンスが減少するため、高周波領域において高い結合係数が得られることがわかる。

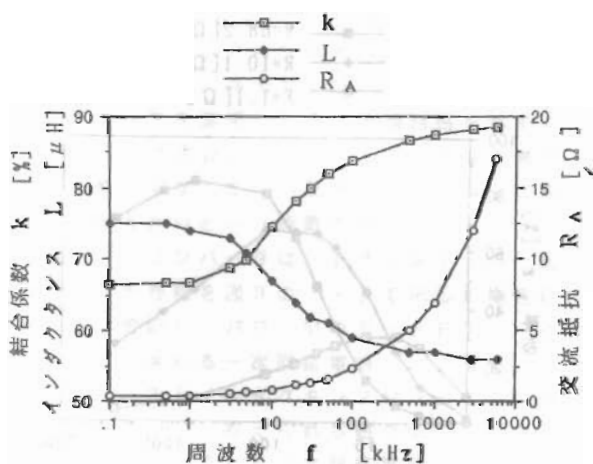
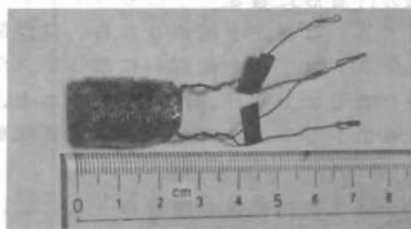


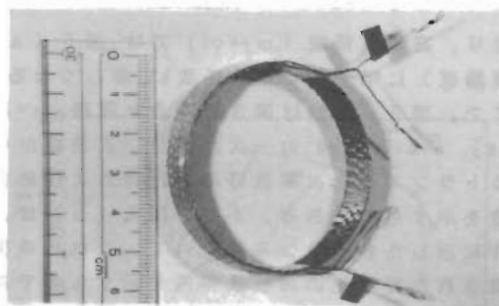
図3. 交流抵抗、自己インダクタンスおよび結合係数の周波数特性(理論値)

2.4. 高周波空心トランスの結合係数

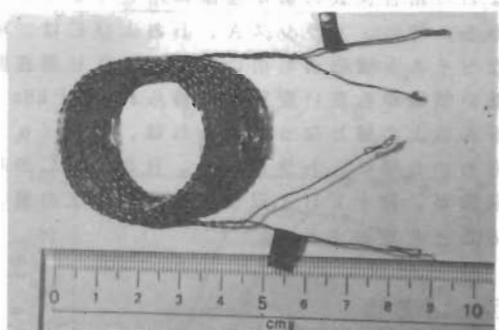
形状の異なる3種類の高周波空心トランスについて実験を行った。図4にこれらトランスの外観を示す。これらのトランスは、同じ長さ(3m)、同じ断面直径(0.4mm)の一次お



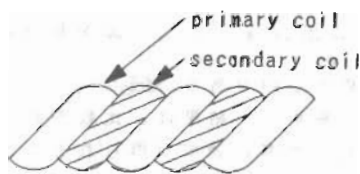
(a) トランスA



(b) トランスB



(c) トランスC



(d) ツイスト構造

図4. トランスの外観

よび二次巻線を図4(d)に示す如くツイスト状に巻き、さらにこれらを各形状に巻いたものでどれも質量は7gである。図4(a)はこのツイスト状巻線を断面内径8.5mm、外径15mmの円筒状に巻いたものであり、図4(b)は直径53mm、高さ14mmの円筒形に巻き上げたものである。さらに図4(c)は高さを縮めるため、直径35mmの円形ツイストコイルを幅50mmに渡ってスライス状に巻いたものであり、高さは5mmである。また、これらのトランスの常温での直流抵抗値は、 $R_{D1} = 0.4 [\Omega]$ である。

トランスの二次側回路が開放のときには、変圧比 r は、

$$r = \omega M / \sqrt{R_{a1}^2 + (\omega L_1)^2} \quad (18)$$

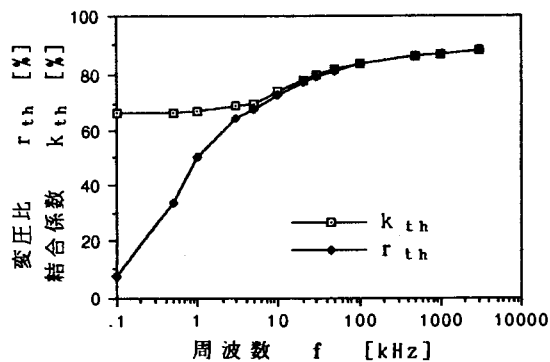
となり、高周波領域 ($\omega \rightarrow \infty$) では、図5(a) (理論値) に示す如く結合係数 k に等しくなる。ここで、図5(a)は図3の場合と同様、 $l_1 = l_2 = 3[\text{m}]$ 、 $a = b = 0.2[\text{mm}]$ の一次および二次巻線から成るトランスの二次解放時の変圧比および結合係数を示すものである。また、図5(b)は、図4に示した各トランスについて、これらの実測値された変圧比の周波数特性を示すものである。どれも励磁周波数 f が数 kHz 以上となると巻線電流の表皮効果が顕著となり、変圧比、すなわち結合係数の値が急激に増大することがわかる。特に、トランスA、BおよびCは、単純なツイスト構造のものに比較し、より周波数の低い領域から高い変圧比が得られ、数十kHzで95%以上の値となった。これは、図5(a)からわかる様に、トランスA、BおよびCの結合係数が、数十kHz以上で95%以上の値となることを意味する。

2.5. 効率特性

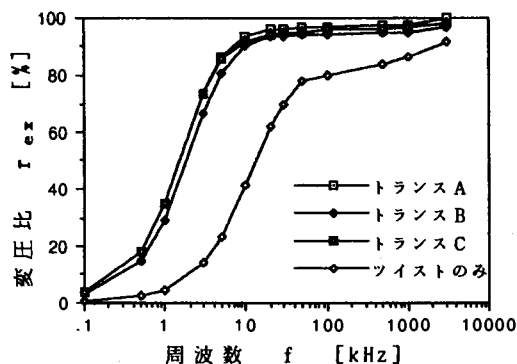
図6は図3の場合と同様の巻線を持つトランスについて、その単体効率 ϵ の周波数特性の理論値を示すもので、図7の試験回路において、

$$\epsilon = [\text{二次出力}[\text{W}]] / [\text{一次入力}[\text{W}]] \quad (19)$$

として求めたものである。図6より、表皮効果を考慮して解析した結果は、比較的高い負荷抵抗領域において高い効率が得られることを示している。また、トランスの効率は周波数に対する結合係数の増大と共に向上するが、負荷抵抗値によって異なる、最大効率を得る周波数が存在する。これは、トランスの出力インピーダ



(a) 結合係数の理論値



(b) 変圧比の実測値

図5. 変圧比と結合係数の周波数特性

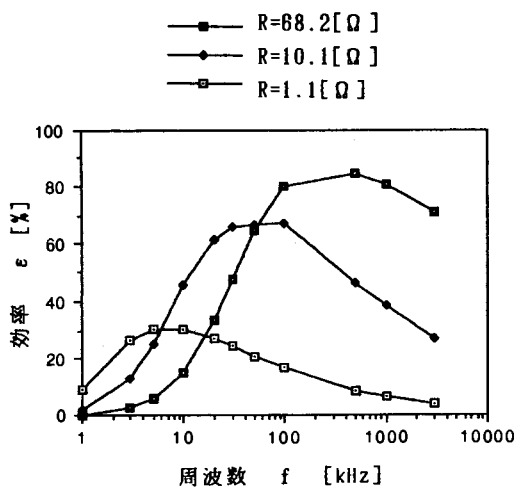
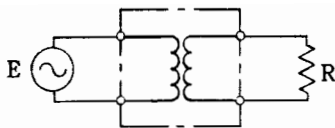


図6. トランスの単体効率の周波数特性 (理論値)



$E = 0.42 [V]$ (実効値)

図7. トランス単体効率の試験回路

スを左右する交流抵抗および漏れインダクタンスが、先に述べた様に、周波数の関数となっているため、負荷とのインピーダンス整合を起こすためと考えられる。

図8は、図4に示した各トランスについて、図7の試験回路によってそれらの単体効率を実測したものである。どれも基本的には理論値と同様の傾向を示しており、これらトランスの動作の表皮効果による扱いが妥当であることを示している。

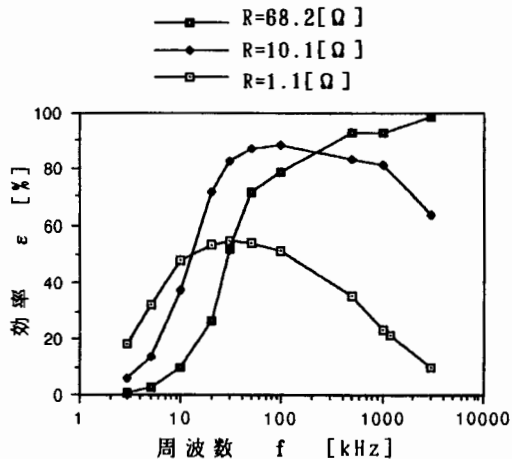
2.6. 絶縁特性

定格電圧が数十V程度の電源機器に要求される絶縁耐圧は、通常1500V程度である。実験で用いたトランスに使用した導体はいわゆるポリエステル線であり、トランスの一次・二次間にAC1500Vの電圧を一分間印加したが、無コロナであった。

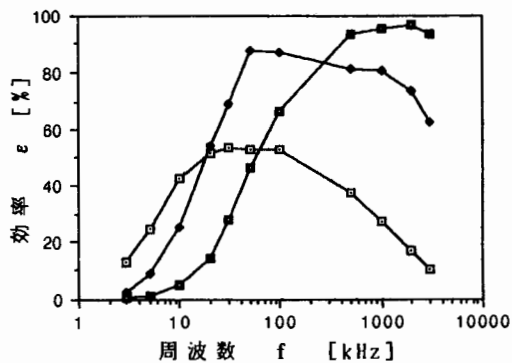
3. DC/DCコンバータへの適用

3.1. フライバック式DC/DCコンバータ

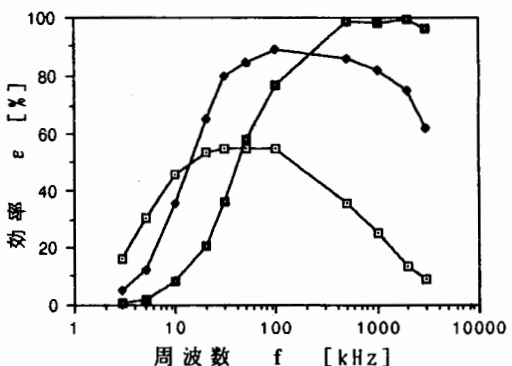
図9および図10にフライバック式DC/DCコンバータの回路図およびトランスの漏れインダクタンスを無視したその等価回路を示す。フライバック式DC/DCコンバータは、構成部品点数が少なくてよい反面、半導体素子の電圧責務が大きいという特徴を持っている。このDC/DCコンバータは、トランスTrの一次および二次巻線を図9の「・」で示した極性に各回路に接続し、パワーMOS-FET Qのオン期間に流れる一次回路電流 i_1 によってトランスTrの相互インダクタンスM(図10の等価回路参照。)に貯えられる磁気エネルギーを、Qのオフ期間に流れる二次回路電流 i_2 によって放出することで、一次・二次間の直流電力の伝達を行うものである。フライバック式DC/DCコンバータに用いられるトランスは、コイル



(a) トランス A



(b) トランス B



(c) トランス C

図8. トランス単体効率の周波数特性(実測値)

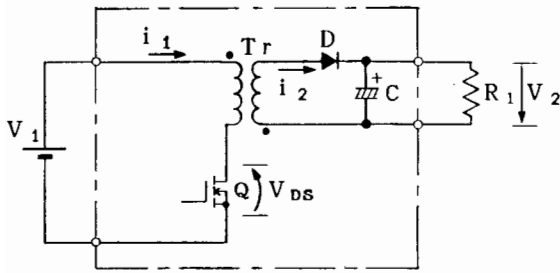
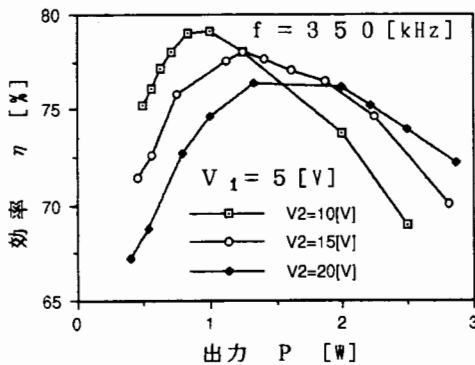


図 9. フライバック式DC/DCコンバータ

の許容実効電流範囲内できるだけ励磁電流の大きいもの、すなわち、相互インダクタンスMの小さいものが望ましく、磁性体コアを用いない空心トランスは、これに適している。二次回路電圧 V_2 はパワー-MOS-FET Q のオン duty の制御により可変とすることができ、また同様にして負荷変動に対する定電圧制御を行うことができる。なお、実験回路の一次側電圧 $V_1=5$ [V]として実験を行い、また、パワー-MOS-FET (IRF532、日本インター製)は、スナパレスとして使用した。

3.2. 動作静特性

高周波空心トランスを用いたDC/DCコンバータの電氣的評価項目として最も重要なのが効率である。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。



(a) 効率の負荷特性

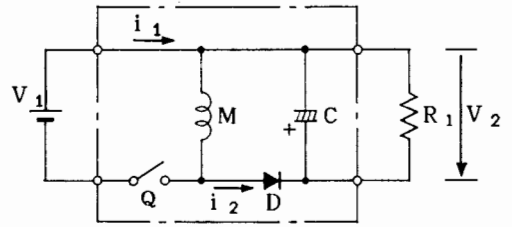


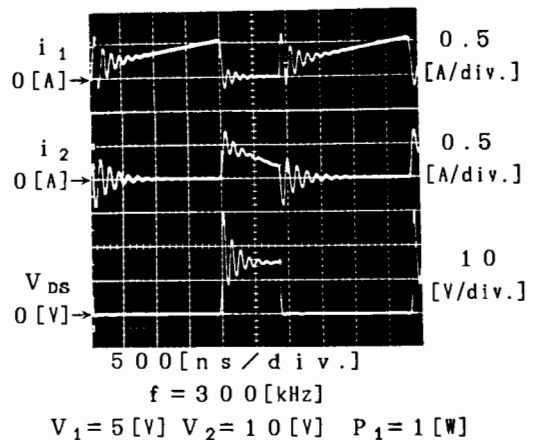
図 10. フライバック式DC/DCコンバータの等価回路

図 11 (a) は図 4 (a) に示したトランス A を適用した DC/DC コンバータ効率 η の負荷特性の実験値を示すものであり、図 11 (b) はこの中で最大効率 79.1% を示した $f=350$ [kHz]、 $V_2=10$ [V] そして二次出力 $P_2=1$ [W] における各部の動作波形を示すものである。ただし、効率 η は、

$$\eta = (V_2^2/R_1) / \{V_1(f \int_0^T i_1 dt)\} \quad (20)$$

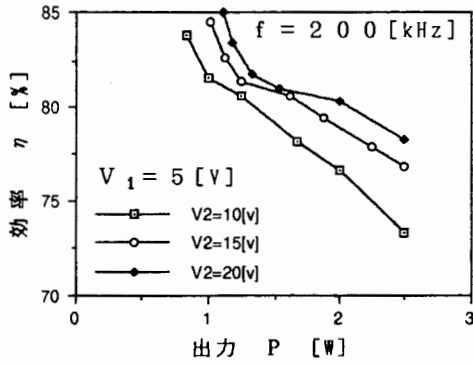
によって求めた。図 11 (b) より、パワー-MOS-FET オフ時の跳ね上がり電圧は、30 V (スナパレス) であった。

また、図 12 および図 13 は、図 4 (b) および (c) に示したトランス B および C を適用した場合の効率の負荷特性と、それぞれの範囲の中で最大効率 85.0% ($f=200$ kHz、 $V_2=20$ [V]、 $P_2=1.11$ [W]) および 86.5% ($f=200$ kHz、 $V_2=20$ [V]、 $P_2=0.8$ [W]) を示した時の動作波形を示すものである。パワー-MOS-FET (スナパレス)

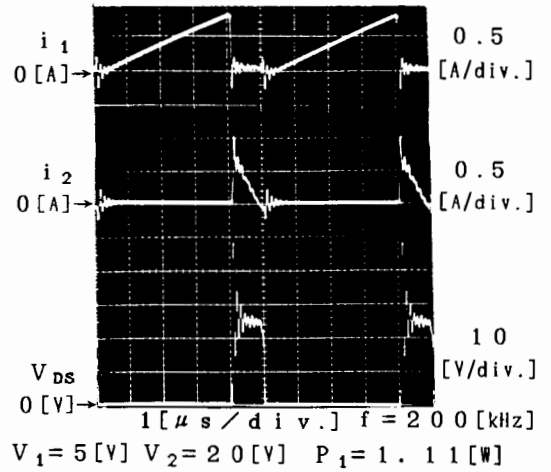


(b) 最大効率時の動作波形

図 11. トランス A 適用時の DC/DC コンバータの効率と動作波形

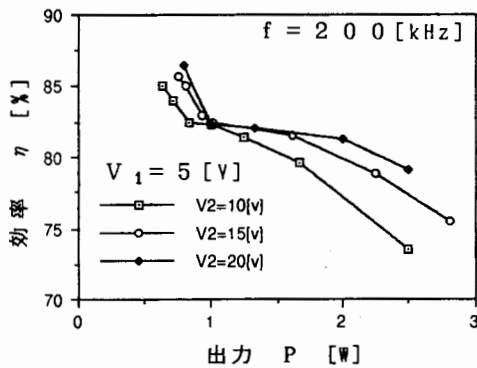


(a) 効率の負荷特性

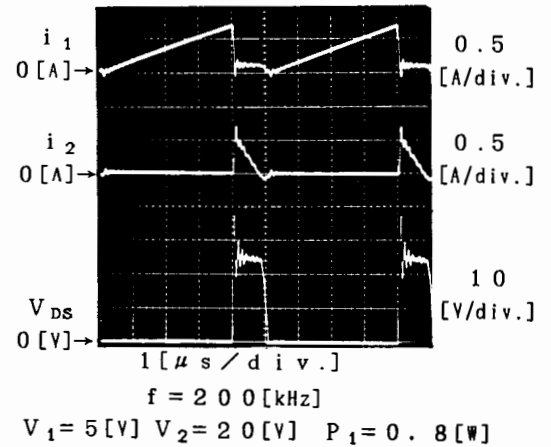


(b) 最大効率時の動作波形

図 1 2. トランス B 適用時の DC/DCコンバータの効率と動作波形



(a) 効率の負荷特性



(b) 最大効率時の動作波形

図 1 3. トランス C 適用時の DC/DCコンバータの効率と動作波形

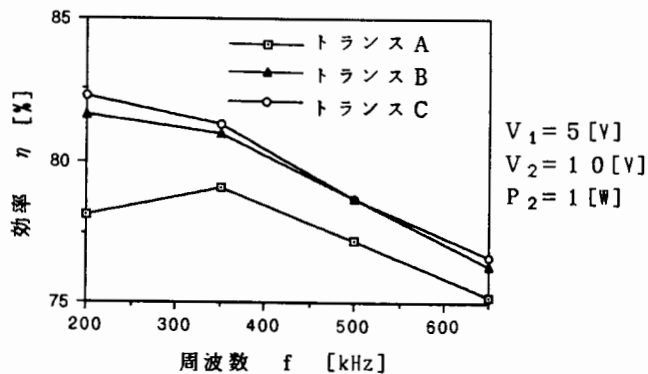


図 1 4. DC/DCコンバータ効率の周波数特性

のオフ時の跳ね上がり電圧は、それぞれ48Vおよび37Vであった。図12(a)および図13(a)に示した効率の静特性は、図11(a)の比較的重負荷の領域の特性に類似しており、二次電圧の高い、すなわち負荷インピーダンスの大きい領域で高效率となる傾向を得た。

図14は各トランス適用時のDC/DCコンバータ効率 η の周波数特性を示すものであり、 $V_1=5[V]$ 、 $V_2=10[V]$ そして $P_2=1[W]$ とした時のものである。図14より、図4に示した各トランスにおいて、トランスC、BそしてAの適用順にDC/DCコンバータとしての効率が良いことがわかった。また、周波数の増加による効率の低下は、図3に示したトランスの交流抵抗分の増加とパワーMOS-FET Qのスイッチング損失の増加が影響していると考えられる。

4. まとめ

磁性材料を全く用いない高周波空心トランスを開発し、その動作原理はコイルに流れる電流の表皮効果にあることを明かにした。また、同じ導線から成る、異なる3種の巻き方をした空心ツイストトランスをそれぞれフライバック式DC/DCコンバータへ適用し、その出力静特性について実験的に吟味し、比較的高い効率で動作することを確認した。これにより、従来の高周波トランスとは全く異なった原理に基づく、空心ツイストトランスの電源装置への適用可能性が見えてきた。

最後に、本研究のDC/DCコンバータ製作に御協力頂いた、(株)富士電機総合研究所ならびに(株)日立製作所・日立研究所の関係各位に厚く感謝致します。

参考文献

- [1] K. Arai, H. Tsutsumitake and K. Ohmori, "Gain growth of rapid quenching high silicon-iron alloys," IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-20, No. 5, pp. 1463-1465, Sep. 1984.
- [2] R. V. Major, T. M. Jasko and K. J. Cruickshank, "Development of amorphous Fe-B based alloys for choke and inductor applications," IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-20, No. 5, pp. 1415-1416, Sep. 1984.
- [3] T. Sano, A. Morita and A. Matsukawa, "A new power ferrite for high frequency switching power supplies," Proceeding of the Third Annual High Frequency Power Conversion Conference, San Diego, CA., May 1-5 1988.
- [4] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome and Y. Saito, "A new type high frequency transformer," IEEE Trans. Magn. Nov. 1991.
- [5] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、斉藤兆古、「高周波軽量トランスのDC/DCコンバータへの適用」、PE91-54、電子情報通信学会、電子通信用電源技術研究会、平成4年1月開催資料。
- [6] F. Bowman, "Introduction to Bessel functions," Longmans, Green and Co. Ltd. 1938.