

空心変圧器の一考察

A Study of Coreless Transformer

小川 達成、斎藤 兆古

T. Ogawa and Y. Saito

法政大学 工学部

College of Engineering, Hosei University

1. まえがき

パーソナルコンピュータやワードプロセッサ等で代表される小型電子機器のより小型・軽量・高性能・高機能化の要求から、電源部の小型・軽量化が精力的に試みられている。電源部の小型・軽量化を拒む大きな原因は変圧器やインダクタンス素子等の磁気部品にある。変圧器やインダクタンスを小型・軽量化するため、もっぱら動作周波数の高周波化と高周波特性の良好な磁性材料を開発し、採用する方法が行われている。

さて、高周波動作においては、表皮効果が導体中の電流だけでなく、磁性体中の磁束に対しても無視できない。この事実にも拘らず、多くの高周波変圧器の構造は古典的な内鉄型か外鉄型である。筆者等の磁気ヒステリシスを考慮した数値解析によれば、磁気ヒステリシスの大きな材料ほど磁束浸透深さは深くなり、磁性体中の磁束は均一に分布するが、磁気ヒステリシスに起因する損失も大きくなる[1-3]。このため、多くの高周波変圧器においては、磁気ヒステリシスが小さく、透磁率の大きな材料が採用されている。しかし、低磁気ヒステリシスかつ高透磁率の材料になるほど表皮効果の影響が顕著に現れるため、磁束は磁性材料中を均一に分布せず表面に集中する。

このような事実から、筆者らは、表皮効果を少なくして高効率の変圧器を実現するには、構造的に極めて複雑化することが予想され、ひいては生産コストの面から実用化が極めて困難であると判断した。むしろ表皮効果を積極的に利用し、構造が簡単で、製造が容易な高周波変圧器の実現性が高いと考え、高周波空心変圧器を提案した[4]。

導体中の電流分布は周波数の増加に伴い表皮効果のため表面に集中する。その結果、導体の内部漏れインダクタンスが減少する。この現象を利用して一次・二次コイル間の結合が高まり、変圧器動作が磁性体を用いずに理論上空心で可能である。しかし、一次・二次電流の近接効果のため、二次電流が流れている場合は必ずしも一次・二次間の結合が保たれない可能性がある。この近接効果を平均的に減少させるため、一次・二次コイルをツイストすることでコイル間の接近する部分を交互に変更する。これが筆者らの提案した空心変圧器の動作原理である。さらに、この空心変圧器をDC/DCコンバータに実装し、十分に動作可能であることを検証した[5,6]。

他方、DC/DCコンバータの動作周波数の高周波化は半導体素子のスイッチングノイズを喚起し、深刻なEMC問題を引き起こすため、スナバ回路の挿入や電源本体の電磁シールド等のノイズ対策を施さざるをえない状況となっている[7,8]。

本稿では、以上の現状と将来の超電導技術の実用化に鑑み、小型・軽量・高効率・低ノイズのDC/DCコンバータ実現を目的とする空心変圧器を提案する。

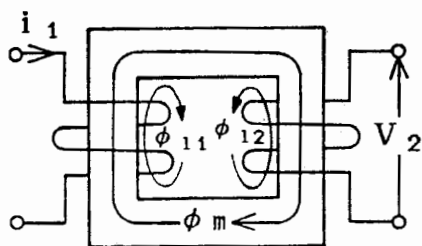
小型・軽量化を実現するためには、空心変圧器は理想的である。また、スイッチングノイズを低減する決定的な方法はスイッチング周波数の低減であ

る。従って、低周波で動作する高効率空心変圧器の開発が小型・軽量・高効率・低ノイズのDC/DCコンバータ実現のキーポイントとなる。低周波で動作する高効率空心変圧器は、空心変圧器の動作原理が表皮効果に基づいていることから、理論上、筆者らの提案する空心変圧器を超電導線で構成することで実現可能である。本稿は、超電導空心ツイスト変圧器の予備実験として、従来から筆者らが提案している空心変圧器の液体窒素冷却を行うことで導電率の増加を図り、低周波で表皮効果を喚起し、空心変圧器の高効率化と低周波動作化を試みた結果を報告するものである。

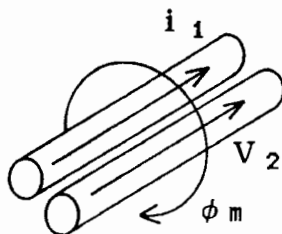
2. 空心トランス

2. 1. 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上に鎖交している。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) 従来の内鉄型トランス



(b) 空心変圧器の動作原理

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。また、一次・二次コイルをツイストすることで、近接効果を減少する。これが本高周波空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10 kHz以上となると、磁心が無い状態、すなわち、空气中(透磁率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} [\text{H/m}]$)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. 円形導体モデルによる理論的解析

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、

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

として与えられる[9]。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、

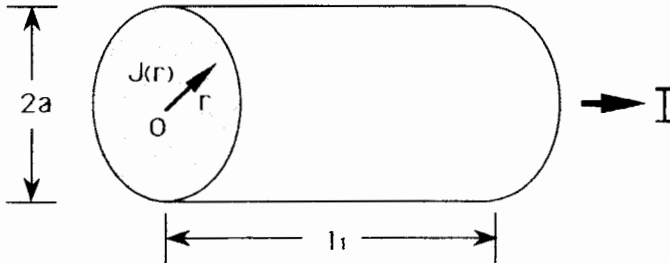


図2. 解析モデルの円形断面導体

$$\begin{aligned} V &= \rho l_1 J(a) \\ &= \rho l_1 \frac{\kappa_1 l}{2\pi a} \frac{I_0(\kappa_1 a)}{I_0'(\kappa_1 a)} \end{aligned} \quad (4)$$

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_{A1} および L_{L1} とすると、

$$V = (R_{A1} + j\omega L_{L1}) I \quad (5)$$

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、

$$\begin{aligned} & (1/R_{D1})(R_{A1}+j\omega L_{11}) \\ & = (\kappa_1 b/2) \{I_0(\kappa_1 a)/I_0'(\kappa_1 a)\} \end{aligned} \quad (7)$$

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、

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

$$L_{11} \doteq (\mu_0 l_1 / 2) \{1 - (1/6) \kappa_1^4\} \quad (10)$$

また、 $\kappa_1 \geq 1$ のとき、

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

$$L_{11} \doteq (\mu_0 l_1 / 2) \{(1/\kappa_1) - (1/64)(1/\kappa_1^3)\} \quad (12)$$

として交流抵抗 R_{A1} および内部自己インダクタンス L_{11} 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_{22} も求めることができる。

従って、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_{11} および L_{22} 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、

$$L_1 = L_{11} + \{\mu_0 / (2\pi)\} l_1 \{\ln(2l_1/a) - 1\} \quad (13)$$

$$L_2 = L_{22} + \{\mu_0 / (2\pi)\} l_2 \{\ln(2l_2/b) - 1\} \quad (14)$$

となる。

2.3. 結合係数

一次および二次巻線の有効長を l_{1e} および l_{2e} とすると、相互インダクタンス M は、 $l_{1e} \leq l_{2e}$ のとき、

$$M = \{\mu_0 / (2\pi)\} l_{2e} [\ln\{2l_{1e}/(a+b)\} - 1] \quad (15)$$

また、 $l_{1e} > l_{2e}$ のとき、

$$M = \{\mu_0 / (2\pi)\} l_{1e} [\ln\{2l_{2e}/(a+b)\} - 1] \quad (16)$$

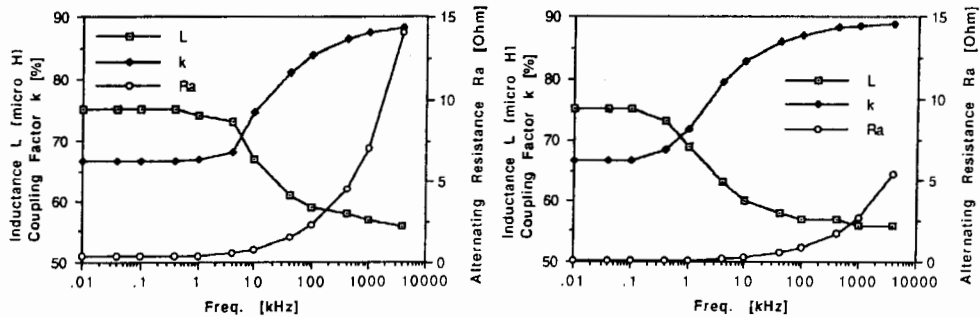
となる。(15)式および(16)式の相互インダクタンス M は、(13)式および(14)式の右辺第2項と同様、導体断面の電流分布が原点对称であればその分布、すなわち表皮効果の影響を受けない。実際の空心トランスでは、この原点对称な電流分布を平均的に維持するため、一次・二次コイルをツイストする。

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3 m、断面円の半径が0.2 mm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。また、常温(20°C)に比較して液体窒素温度(-196°C)では、交流抵抗の減少と低周波における結合係数の増加がわかる。



(a) 常温 (20°C) (b) 液体窒素温度 (-196°C)

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)

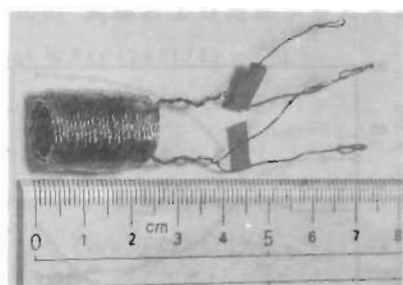
2.4. 変圧比と結合係数

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。各トランスは、同じ長さ(3 m)、同じ断面直径(0.4 mm)の一次および二次巻線を図4(d)に示す如くツイスト状に巻きさらにこれらを各種形状に巻いたもので、いずれも質量は7 gである。トランスAは一次・二次の共通磁束を利用して結合を高くすることを意図し、ツイスト状巻線を断面内径8.5 mm、外径15 mmの円筒状に巻いたものである。トランスBは一次・二次の自己インダクタンスを最大になるように、ツイスト状巻線を直径53 mm、高さ14 mmの円筒形に巻き上げたものである。さらにトランスCは薄型化を意図して、直径35 mmの円形ツイストコイルを幅50 mmに渡ってスライス状に巻いたものであり、高さは5 mmである。また、これらのトランスの常温(20°C)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、

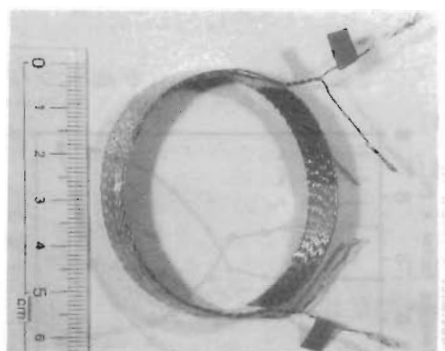
$$r = \omega M / \sqrt{R_{a1}^2 + (\omega L_1)^2} \quad (18)$$

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、 $l_1=l_2=3$ [m]、 $a=b=0.2$ [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の理論値を示すものである。また、図5(b-1)~(b-4)は、図4に示した各トランスについて、実測された変圧比の周波数特性を示すものである。いずれも励磁周波数 f が数 kHz以上となると巻線

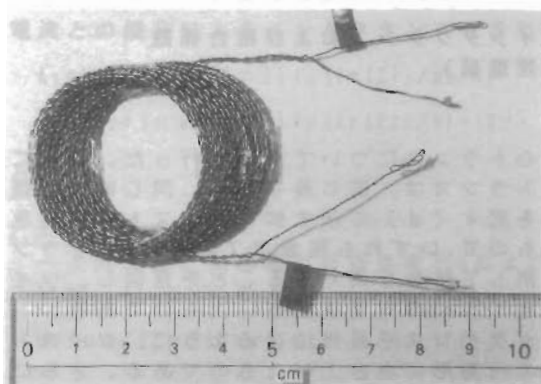
電流の表皮効果が顕著となり、変圧比、すなわち結合係数の値が急激に増大することがわかる。特に、トランスA、BおよびCは、単純なツイスト構造のものに比較し、より周波数の低い領域から常温(20°C)でも高い変圧比が得られ、数十kHzで95%以上の値となった。これは、図5(a)からわかる様に、トランスA、BおよびCの結合係数が、数十kHz以上で95%以上の値となることを意味する。また、常温(20°C)に比較して液体窒素温度(-196°C)では、低周波における変圧比の向上がわかる。



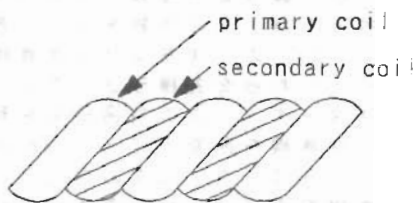
(a) トランスA



(b) トランスB

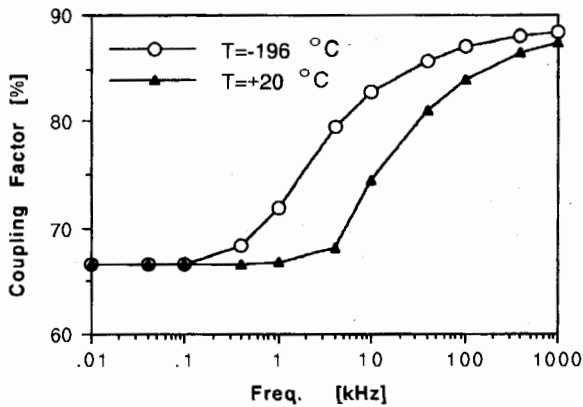


(c) トランスC

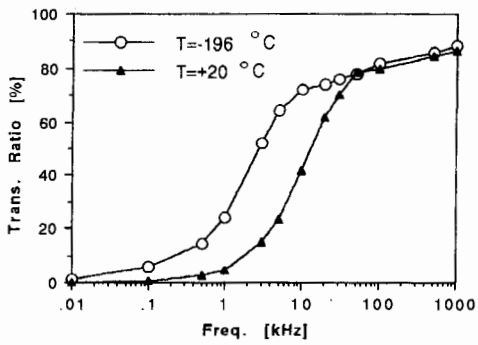


(d) ツイスト構造

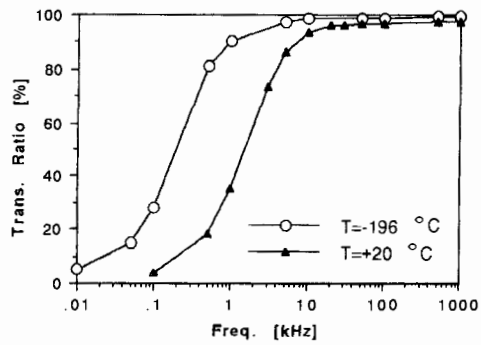
図4. 試作空心トランス



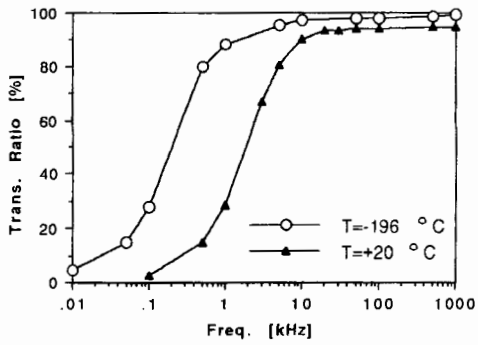
(a) 結合係数の理論値



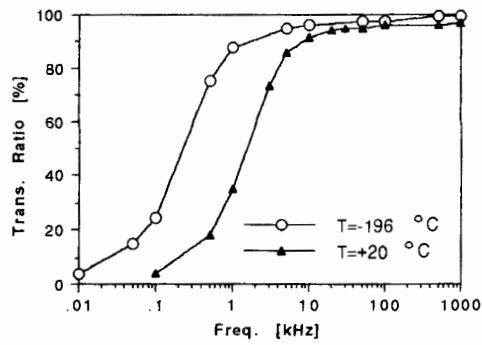
(b-1) 単純ツイストの変圧比



(b-2) トランス A の変圧比



(b-3) トランス B の変圧比



(b-4) トランス C の変圧比

図 5. 変圧比と結合係数の周波数特性

2. 5. 効率

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、その効率 ϵ の周波数特性の理論値を示すもので、

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

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ン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。また、常温(20°C)に比較して液体窒素温度(-196°C)では、低周波における効率の向上が理論上可能であることがわかる。

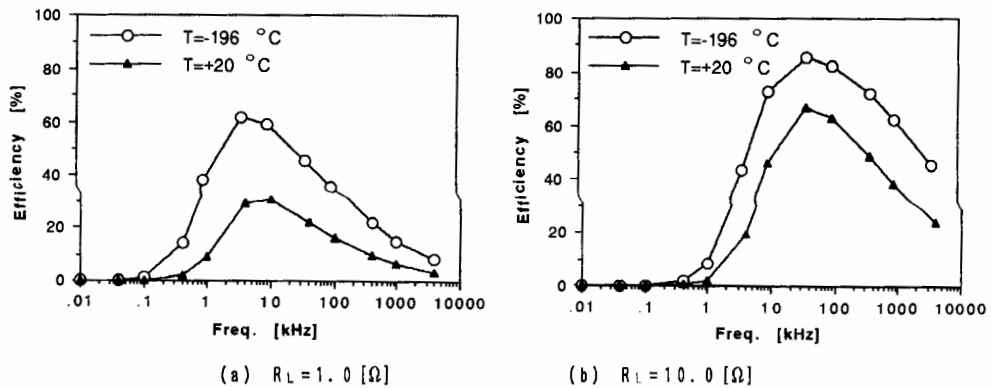


図6. 効率-周波数特性(理論値)

図7は、図4に示したトランスA～Cについて、効率を実測したものである。いず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がわかる。また、常温(20°C)に比較して液体窒素温度(-196°C)では、低周波における効率の向上が実証されたことがわかる。

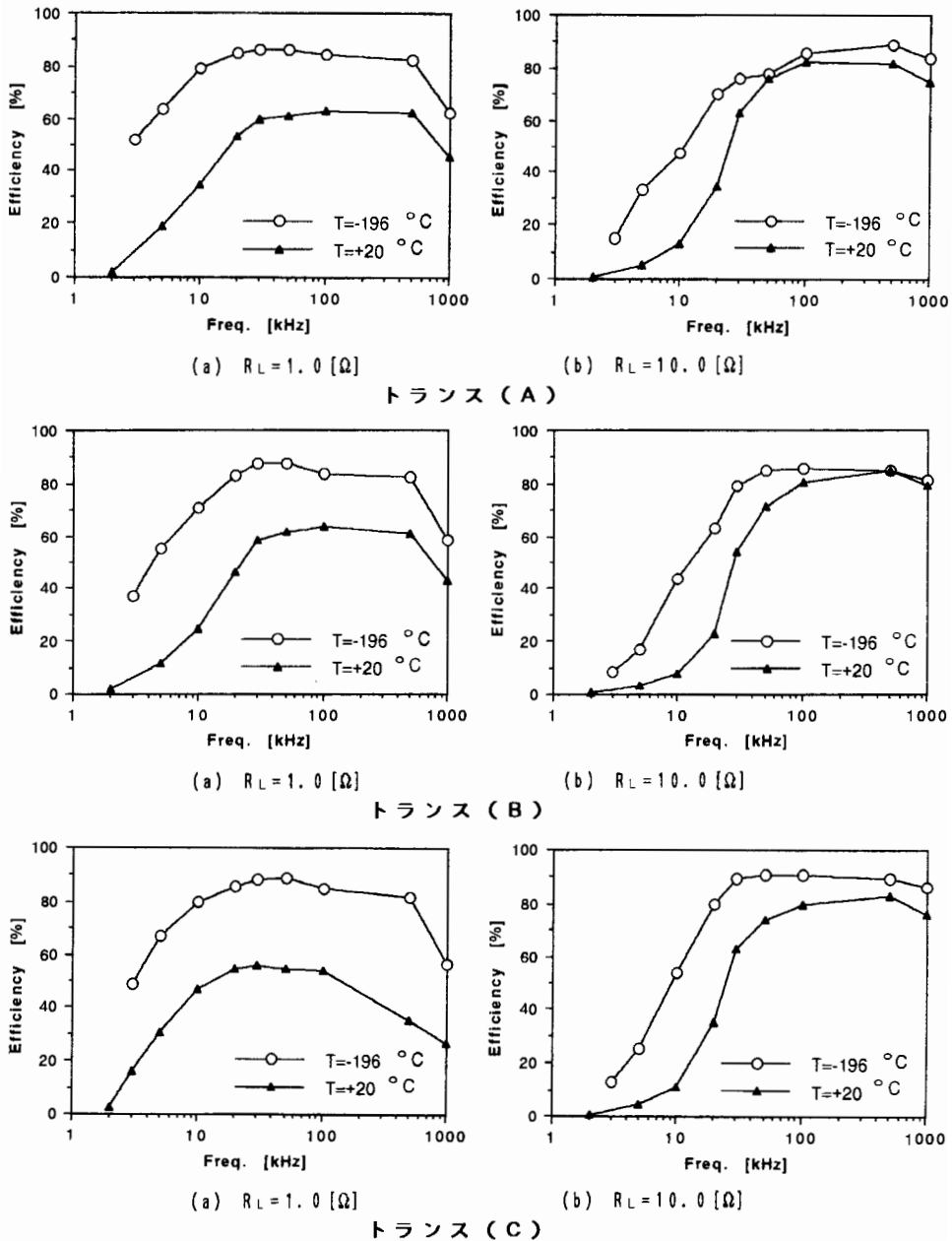


図7. 効率-周波数特性(実測値)

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、異なった3種の巻き方をした空心ツイストトランスをそれぞれ常温と液体窒素温度での各種特性を比較・検討した。その結果、空心トランスの低周波特性は液体窒素温度で大幅に向上することを理論的・実験的に示した。また、液体窒素冷却効果は、単に空心変圧器の諸特性を向上させるだけでなく、一次・二次コイルの電流密度が大幅に増加でき、ひいては大容量化につながる。以上の結果から、従来のトランスとは全く異なった原理に基づく、超電導ツイストコイルを用いた空心トランスを採用することで小型・軽量・高効率・低ノイズDC/DCコンバータ実現の可能性が明らかとなった。

参考文献

- [1] Y. Saito et al., "Application of a Chua type model to the loss and skin effect calculations," IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-23, No. 5, pp. 2227-2229, Sep. 1987.
- [2] S. Hayano et al., "Frequency characteristics of the complex permeability and its application to the FEM solution of hysteretic fields," J. Appl. Phys. 69(8), pp. 4838-4840, April 1991.
- [3] S. Hayano et al., "A representation of magnetization characteristics for computational magnetodynamics," In. J. Appl. Electromagnetics Mater., (2), pp. 353-358 (1992)
- [4] 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.
- [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」、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。
- [6] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、斉藤兆古、「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。
- [7] 橋田和泰 他、「漏れ磁界源推定の一方法」電子通信情報学会研究会資料 EMCJ92-79, pp. 1-6, 1993年1月。
- [8] 山田尚生 他、「三次元電流分布推定に関する基礎的考察」電子通信情報学会研究会資料 EMCJ92-80, pp. 7-12, 1993年1月。
- [9] F. Bowman, "Introduction to Bessel functions," Longmans, Green and Co. Ltd. 1938.

原稿受付日

平成5年7月1日