

高周波軽量トランスの DC/DCコンバータへの適用

A DC/DC Converter with a Coreless High Frequency Transformer.

早乙女英夫 小川達成 早野誠治 斉藤兆古
H. Saotome T. Ogawa S. Hayano Y. Saito

法政大学 工学部

College of Engineering, Hosei University

1. まえがき

最近の電力用半導体素子の高周波化に伴い、各種電源機器の小型化が実現されてきている。特に、パワートランジスタ、パワーMOS-FETなどの自己消弧形半導体デバイスは数百kHz以上の駆動が可能であり、小電力のスイッチングレギュレータから電子計算機用として主に使用される無停電電源装置(UPS)に至るまで幅広く用いられている[1]。一方、これらの電源機器の中で平滑用および変圧用として用いられる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化に対応している[2]-[4]。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、一般に、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。

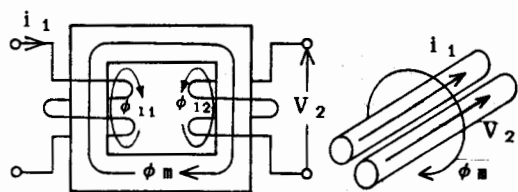
このような問題を解決するため、高周波空心トランスを開発した。本トランスは、磁性材料を全く用いずに一次二次巻線間の良好な結合が得られるもので、巻線導体の表皮効果を活用したものである。磁性体を用いていないため、従来の磁心付きトランスよりも極めて軽量となり、人工衛星搭載用などの小型・軽量化が望まれる用途に期待できるものである。

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

2. 高周波軽量トランス

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 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ず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削減できる。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、より一次・二次電流間の距離が近づくことになる。これにより漏れ磁束が減少し、一次・二次巻線間の結合係数が向上する。導体断面の直径が $100\mu\text{m}$ の時、励磁周波数が 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[5]。



(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

円形断面導体の電流表皮効果は Bessel 関数を用いて解析でき、巻線の交流抵抗およびインダクタンスを求めることができる[6]。一次巻線の導体長および導体断面円の半径をそれぞれ l_1 [m] および a [m] とすると、一次巻線の直流抵抗は、

$$R_{D1} = \rho l_1 / (\pi a^2) \quad (1)$$

として与えられる。ただし、導体の抵抗率を ρ [Ω m] とした。0 階第 1 種の変形 Bessel 関数 I_0 を用いると、一次巻線の交流抵抗 R_{A1} と内部自己インダクタンス L_{i1} の関係は、次式によって表される。

$$(1/R_{D1})(R_{A1} + j\omega L_{i1}) = (\kappa_1 a / 2) \{ I_0(\kappa_1 a) / I_0'(\kappa_1 a) \} \quad (2)$$

ここで、 I_0' は I_0 の半径方向に対する微分関数を表し、 $j = \sqrt{-1}$ 、 $\omega = 2\pi f$ 、 f は励磁周波数、さらに、 $\kappa_1 = a\sqrt{\omega \mu_0 \pi / 2\rho}$ である[7]。(2) 式より、 R_{A1} および L_{i1} は近似的に、 $\kappa_1 < 1$ のとき、

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

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

$\kappa_1 \geq 1$ のとき、

$$R_{A1} \approx R_{D1} \{ (1/4) + \kappa_1 + (1/64)(1/\kappa_1^3) \} \quad (5)$$

$$L_{i1} \approx (\mu_0 l_1 / 2) \cdot \{ (1/\kappa_1) - (1/64)(1/\kappa_1^3) \} \quad (6)$$

として与えられる。また、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} も同様に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、

$$L_1 = L_{i1} + \{ \mu_0 / (2\pi) \} l_1 \{ \log(2l_1/a) - 1 \} \quad (7)$$

$$L_2 = L_{i2} + \{ \mu_0 / (2\pi) \} l_2 \{ \log(2l_2/b) - 1 \} \quad (8)$$

となる。ただし、 l_2 および b は二次巻線導体の長さおよび断面円の半径である。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、

$$M = \{ \mu_0 / (2\pi) \} l_2 \{ \log\{2l_1/(a+b)\} - 1 \} \quad (9)$$

また、 $l_1 > l_2$ のとき、

$$M = \{ \mu_0 / (2\pi) \} l_1 \{ \log\{2l_2/(a+b)\} - 1 \} \quad (10)$$

となる。

一般に、トランスの結合係数 k は、次式によって表される。

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2} \quad (11)$$

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) の如く寄り添った、長さ 3 m、断面円の半径が 0.2 mm の 2 つの銅導体の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 2 に示す。励磁周波数が増加すると内部自己インダクタンスが表皮効果によって減少するため、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。

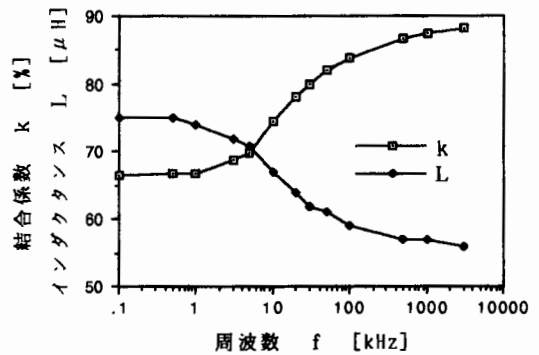


図 2. 自己インダクタンスと結合係数の周波数特性 (理論値)

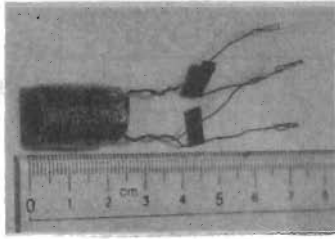
2.2 単体特性

実験で用いた高周波軽量トランスの外観を図 3 (a) に示す。このトランスは、図 3 (b) に示す様に、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ツイスト状に巻き、さらにこれらを約 1 cm の直径でソレノイド状に巻いたものである。また、このトランスの常温での直流抵抗値は、 $R_{D1} = 0.4$ [Ω] である。以下、このトランスの単体特性について述べる。

トランスの二次側回路が開放のときには、変圧比 r は、

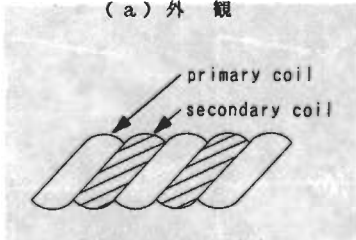
$$r = \omega M / \sqrt{R_{A1}^2 + (\omega L_1)^2} \quad (12)$$

となり、高周波領域 ($\omega \rightarrow \infty$) では、図 4 (a) (理論値) に示す如く結合係数 k に等しくなる。



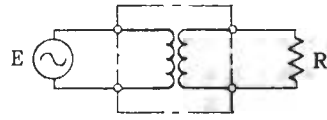
$l_1 = l_2 = 3.0$ [m] 重量 7.0 [g]
 断面円径 8.5 [mm] 外径 15.0 [mm]

(a) 外観



(b) ツイスト構造

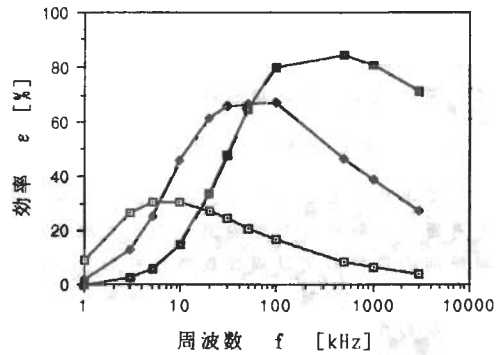
図3. 高周波軽量トランス



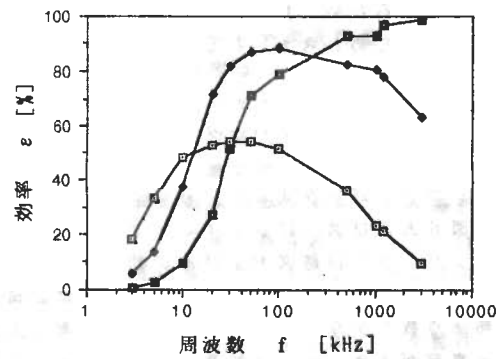
$E = 0.42$ [V] (実効値)

(a) 試験回路

—■— $R = 68.2$ [Ω]
 —●— $R = 10.1$ [Ω]
 —□— $R = 1.1$ [Ω]

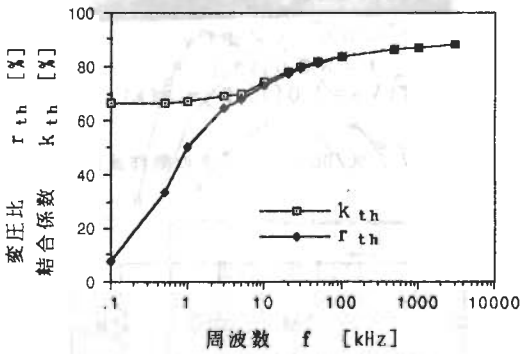


(b) 理論値

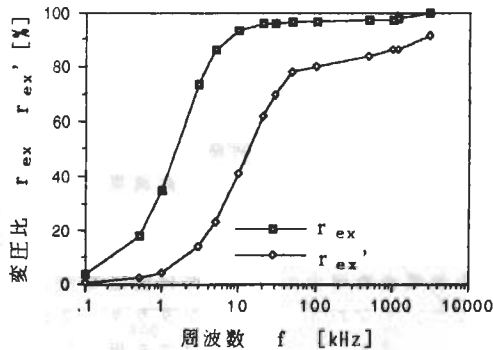


(c) 実測値

図5. トランスの効率曲線



(a) 結合係数の理論値



(b) 変圧比の実測値

図4. 変圧比と結合係数の周波数特性

また、図4(b)は実測値された変圧比の周波数特性を示すもので、 r_{ex}' および r_{ex} は、一次・二次巻線をツイスト状に巻いただけのもの(図3(b)参照)およびこれをさらにトロイダル状に巻いたもの(図3(a)参照)の変圧比を示すものである。どちらも周波数 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、これらの値が急激に増大することがわかる。また、巻線をトロイダル状に巻かない時の変圧比 r_{ex}' に比較し、図2(a)に示したトランスの変圧比 r_{ex} は、より周波数の低い領域から立ち上がり、しかも数10kHzで95%以上の高い値となった。図4(b)より、ツイスト・トロイダル構造を用いることによって、より高い結合係数が得られることがわかる。

図3(a)に示した高周波軽量トランス単体の効率曲線を図5に示す。トランス単体効率 ϵ は、図5(a)の試験回路において、

$$\epsilon = [\text{二次出力}[\text{W}]] / [\text{一次入力}[\text{W}]] \quad (13)$$

として求めたものである。図5より、表皮効果を考慮して解析した理論値(b)と実測値(c)は、同傾向の負荷および周波数特性を示し、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がわかる。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。

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6および図7にフライバック式DC/DCコンバータの回路図およびその動作波形を示す。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、よき反面、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6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(図8の等価回路参照。)に貯えられる磁気エネルギーを、Qの

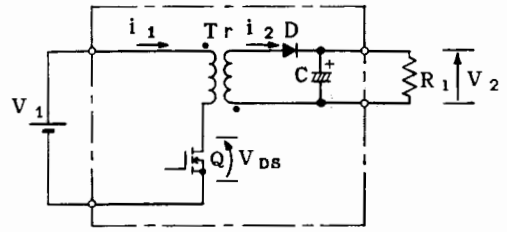


図6. フライバック式DC/DCコンバータ

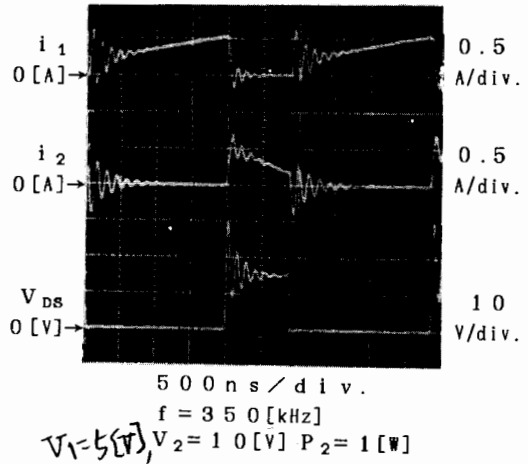


図7. DC/DCコンバータの動作波形

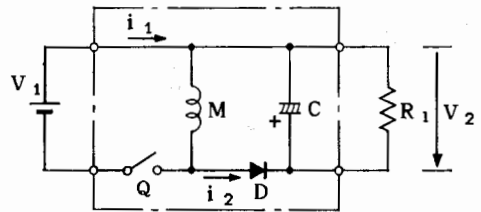
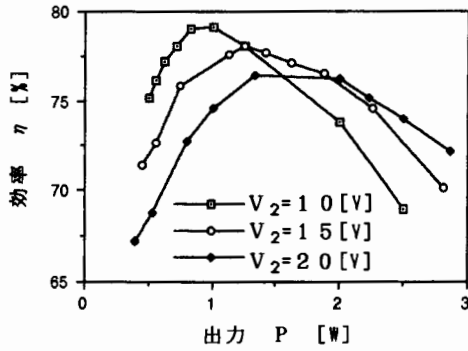


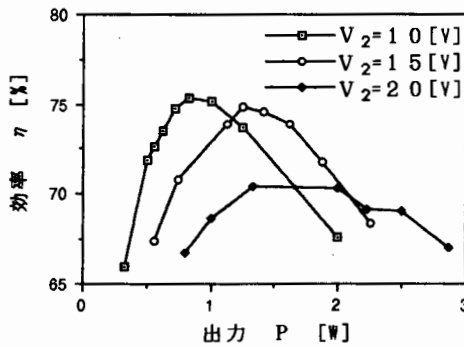
図8. フライバック式DC/DCコンバータの等価回路

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、コイルの許容実効電流範囲内です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の小さいものが望ましく、磁性体コアを用いない本トランスは、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duity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、実験回路のパワーMOS-FET (IRF532、日本インター製) は、スナバレスとした。



(a) $f = 350$ [kHz]



(b) $f = 650$ [kHz]

図9. DC/DCコンバータ効率の負荷特性

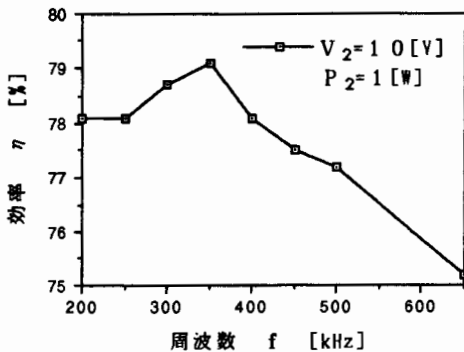


図10. DC/DCコンバータ効率の周波数特性

3.2 動作静特性

本高周波軽量トランスを用いたDC/DCコンバータの電気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。

図9は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、(a)および(b)はパワーMOS-FET Qのスイッチング周波数 f が350kHzおよび650kHzにおける値を示すものである。ただし、効率 η は、

$$\eta = (V_2^2 / R_1) / \{V_1(f) \int_0^T i_1 dt\} \quad (14)$$

によって求めた。図9より、比較的広い負荷変動範囲で70%以上の効率を得ていることがわかる。

図10はDC/DCコンバータ効率 η の周波数特性を示すものであり、DC/DCコンバータの効率 η は、 $V_2 = 1.0$ [V]、 $P_2 = 1$ [W]の時、 $f = 350$ [kHz]で最大値79.1%となり、その後の周波数の増加と共に効率が減少する結果となった。これは図5に示したトランス単体の効率特性に加え、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軽量トランスを開発し、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、本トランスをフライバック式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、本空心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] 電気学会・半導体電力変換方式調査専門委員会編、「半導体電力変換回路」、オーム社、1987年。
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome and Y. Saito, "A new type high frequency transformer," IEEE Trans. Magn. Nov. 1991.
- [6] F. Bowman, "Introduction to Bessel functions," Longmans, Green and Co. Ltd. 1938.
- [7] P. Silvester, "Modern electromagnetic fields," Prentice-Hall, INC., Englewood Cliffs, N.J. 1968.