

### フィルム変圧器の基礎的考察

HAYANO, Seiji / 緑川, 洋一 / SAITO, Yoshifuru / 齊藤, 兆古 / MIDORIKAWA, Yoichi / 早野, 誠治

---

(出版者 / Publisher)

社団法人電気学会 / The Institute of Electrical Engineers of Japan

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

電気学会論文誌 A, 基礎・材料・共通部門誌 / 電気学会論文誌 A, 基礎・材料・共通部門誌

(号 / Number)

12

(開始ページ / Start Page)

1221

(終了ページ / End Page)

1227

(発行年 / Year)

1995-11-20

# フィルム変圧器の基礎的考察

学生員 緑川 洋一 (法政大)

正員 早野 誠治 (法政大)

正員 斎藤 兆古 (法政大)

## Basic Studies of Film Transformer

Yoichi Midorikawa, Student Member (Hosei University), Seiji Hayano, Member (Hosei University),  
Yoshifuru Saito, Member (Hosei University)

In order to realize light and small power supplies, we propose here a film shape transformer named the film transformer. The basic operating principle of this transformer is the skin effect similar to those of the coreless transformer which is exploited previously by us. Both the primary and secondary coils composed of thin film conductors are arranged coaxially on one layer film base, and the film transformer is constructed by the lamination of these films.

In this paper, experimental as well as numerical studies are carried out about basic characteristics of the film transformer in order to examine possibilities in practical use. As a result, it is revealed that the film transformer may be applicable to the high frequency switching power supplies.

キーワード：空心変圧器, フィルム, 電源回路, 表皮効果応用

### 1. まえがき

半導体素子の高集積化技術の進歩と普及は、ワードプロセッサや携帯電話などの小形電子機器の開発のみならずデジタル計算機のダウンサイジングを促し、従来の技術では困難であった多くの小形電子機器の開発を可能とした。このような小形電子機器の電氣的構造は信号処理部と電源部に大きく分類される。電源部は、多くの場合、スイッチング電源が採用されている。スイッチング電源では、変圧器やリアクトルなどの磁気素子が寸法や重量において大きなウェイトを占める。このため、これらの磁気素子を小型化する一方法としてスイッチング周波数の高周波化によって、極力変圧器やリアクトルの鉄心部分を小さくする方向で小形・軽量化が図られているのが現状である<sup>(1)~(3)</sup>。スイッチング電源の動作周波数の増加は変圧器やリアクトルの小形化を可能とする。他方、半導体素子のスイッチング損失の増加や高調波ノイズの増加を促し、結果として、スナバ回路や共振用コンデンサ、ソフトスイッチング用リアクトルの追加などを余儀なくし、逆に部品数の増加と回路の複雑化が高信頼性と低コスト化の障害となりつつある。筆者等はこのような現状を鑑み、鉄損が全く存在しない

ため高周波での効率が極めて高い空心変圧器を提案し、これをフライバック式DC/DCコンバータに実装し、約7gの重量の変圧器で効率80%、15Wの出力を得たことから、充分に実用化が可能であることを報告した<sup>(4)~(8)</sup>。

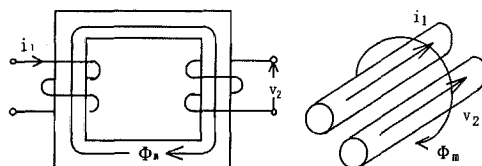
本稿は、筆者等の開発した空心変圧器の究極の軽量化と生産性の向上を意図した、フィルム変圧器を提案し、このフィルム変圧器の基礎特性を主として実験的に検討した結果を報告するものである。その結果、フィルム変圧器は積層枚数を増加することで、低周波における一次と二次間の磁氣的結合が改善でき、負荷状態での漏洩磁束も低減できることから、実用化の可能性があると指針を得たので報告する。

### 2. 原理と構造

<2.1> 基本動作原理 基本的な動作原理は、筆者等が既に報告したツイストコイルを用いた空心変圧器と同様に表皮効果に基づくものである<sup>(4)</sup>。図1(a)に示す従来の内鉄型変圧器は、一次側に流れる電流 $i_1$ によりできる磁束 $\phi_m$ を透磁率の大きな磁性体で形成した磁路を通し一次・二次間で結合させ二次側に電圧 $v_2$ を誘起させる。この考え方はどのような形式であれすべての従来型変圧器で共

通である。従って、従来型変圧器は動作周波数が増加すれば鉄損が増加するのは自明であり、このため高周波動作で鉄損の少ないフェライトやアモルファス等の磁性体で磁路が形成される。

これに対し、筆者等の提案した空心変圧器は、磁性体の透磁率で磁気抵抗を低減する方法でなく、一次側に流れる電流 $i_1$ によりできる磁束 $\phi_m$ を磁路を短くすることで磁気抵抗を低減し一次・二次間で結合させ二次側に電圧 $v_2$ を誘起させようとする考え方に基づいている。すなわち、幾何学的形状で磁気抵抗を低減し、空心変圧器を実現しようとするものである。しかしながら、単純に一次コイルと二次コイルを接近させるだけで一次・二次間の磁氣的結合は高められない。これは、コイルの断面は有限であるため、漏れインダクタンスとなるコイルの内部インダクタンスが存在することに起因する。このコイルの内部漏れインダクタンスを低減するのに最も簡単な方法はコイルの内部に電流を流さず、コイルの表面のみに電流を流せばよい。これを実現するには動作周波数を高周波化し、表皮効果を利用すればよい。従って、空心変圧器を実現する一方法として、一次・二次コイルを接近させ高周波で駆動すればよいこととなる。これが、筆者等の提案した空心変圧器の基本原理である。実際は、二次に負荷電流が流れると、一次・二次電流間で近接効果が起こる。このため、単純に一次・二次コイルを接近させるだけでは高い磁氣的結合が期待できない。この近接効果を平均的に低減し電流が導体断面对称に分布するとした理論上の仮定を満足させる方法として、一次・二次コイルをツイストする。さらに、ツイストコイルをソレノイド状に巻くことで発生するソレノイド内の一



(a) 従来型変圧器 (b) 空心変圧器

図1 トランスの動作原理

Fig. 1. Principle of the transformer operation.

(a) Conventional core type transformer and (b) coreless transformer.

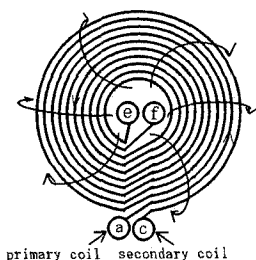


図2 フィルム変圧器の磁束の流れ

Fig. 2. Magnetic flux path of film transformer.

次・二次コイルに共通な磁束を利用し、一次・二次間の結合の増加を図る。このようにして実現されたのがツイストコイル型空心変圧器であり、重量7gで15Wの出力を得ることに成功した<sup>(4)~(8)</sup>。

本稿で提案するフィルム変圧器は、ツイスト型空心変圧器の動作原理と特性を踏まえて、薄形・軽量化のみならず将来のマイクロマシン用電源への応用を想定し、リソグラフ等の微細加工技術で製作可能な構造の変圧器実現を究極の目的としている<sup>(9)~(11)</sup>。

フィルム変圧器は、図2に示すように平面に一次コイルと二次コイルが隣り合わせに配置された構造を取る。端子(a)から(e)へ向かって一次電流を流すと、図2に示すように、磁束が上面では中心から外側、下面では外側から中心へ生ずる。この磁束により二次コイルに電圧を誘起し変圧器として動作する。

<2.2> フィルム変圧器の基本構造 フィルム基盤上にツイストコイル型変圧器と同様に一次・二次コイルをツイストすることは、平面上に立体的コイル配置を行うこととなり実現不可能である。このため図1 (b) に示されている一次・二次コイルを平行に配置する空心変圧器の基本的

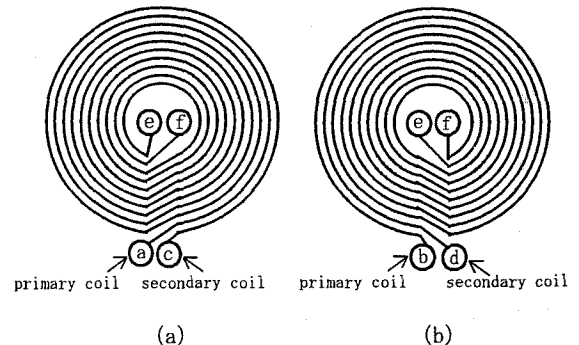


図3 フィルム変圧器の基本ユニット

Fig. 3. A pair of coil patterns for a basic unit of the film transformer.

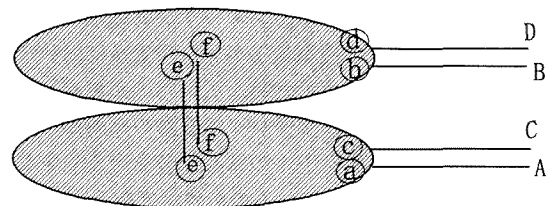


図4 図3 (a) と 3 (b) に示す基本ユニットの中心部でのコイル接続

Fig. 4. Connection of the primary and secondary coils at the center of two films. Upper and lower layers correspond to the Figs. 3(a) and 3(b), respectively.

構造を採らざるを得ない。従って、図3 (a) に示すように同心円状に一次・二次コイルをフィルム基盤上に配置することとなる。この構造は一次と二次のコイル長が異なる。このため、図3 (b) に示すように図3 (a) のコイル配置と逆パターンのコイル配置を設けたフィルム変圧器を積層し、図4に示すように図3 (a) と3 (b) の端子⑤と⑥を接続する。この結果、図5に示すように一次・二次共にコイル長が等しく電流の流れる方向が同じになる。従って、図3 (a) と (b) のフィルムを積層し、図4に示す結線を施したフィルム変圧器を基本ユニットと呼ぶ。ただし、図3と図4で①、②、③、④、⑤、⑥、⑦、⑧、A、Bは一次コイルの端子、さらに③、④、⑤、⑥、⑦、⑧、C、Dは二次コイルの端子とする。この基本ユニットを複数個積層してフィルム変圧器を構成する。このように互いに逆パターンの一次・二次コイル配置のフィルムを積層することで、一次・二次コイルが左右のみならず上下にも交互に配置され、積層枚数が偶数であれば一次と二次それぞれのコイル長は等しくなる。また、端子がフィルム端部に取り出せるため直並列接続が容易に可能となり、段階的であるが変圧比とインピーダンス調節ができる。具体的例として、図6 (a) と (b) にそれぞれ直列と並列結線を示す。

さらに、積層数を増加することでフィルムの中心部、端部および上下の面を除くフィルム基盤上の一次・二次コイ

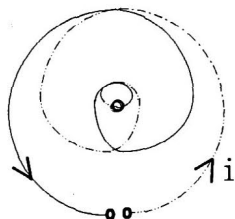
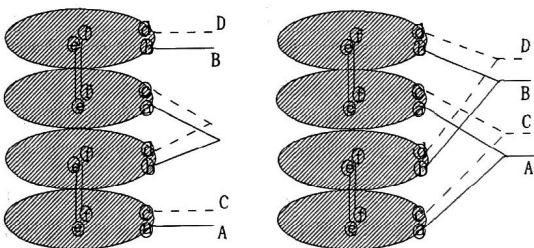


図5 基本ユニットの電流の流れ (実線のコイルは手前側、点線は裏側のコイル)

Fig.5. Current path of two films. (Solid and dotted lines are front and back side coils, respectively).



(a) 直列結線 (b) 並列結線

図6 直並列結線の例

Fig.6. Examples of the series and parallel connections. (a) Series and (b) parallel connections.

ルはすべて交互に配置される。このため、積層枚数が増加する程ツイストコイルと同様に一次・二次が上下左右に交互に配置され、一次・二次コイル間の配置が対称となり、結果として近接効果の低減が期待できる。換言すれば、積層枚数が増加する程、外部に面するコイル数が減少する。たとえば、2層の場合はすべてのコイルが外部に面しているのに対し、4層にすると、コイル断面から見て、全体で68本のコイル中、30本が完全に外部の面に接しない。このため、図2に示したように磁束が分布せず、端部で閉磁路を形成する端効果の低減が期待できる。

### 3. 実験

厚さ65 $\mu\text{m}$ のポリイミド基盤上の厚さ17 $\mu\text{m}$ の銅薄膜を化学エッチングして一次・二次コイルを製作した試作フィルム変圧器を図7に示す。図8は試作変圧器の断面図を示し、表1に試作変圧器の諸定数が示してある。表1に示してあるように、試作変圧器①は二枚の基盤を用いたフィルム変圧器の基本ユニットであり、試作変圧器②は2個の基本ユニットを用いて製作した4層のフィルム変圧器である。なお、試作変圧器②は一次・二次共に直列結線であり、このため変圧比は1:1である。

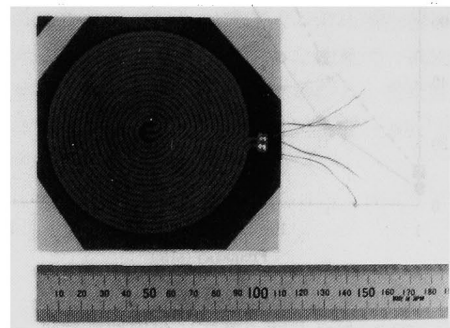


図7 試作フィルム変圧器のパターン

Fig.7. Coil pattern of the tested film transformer.

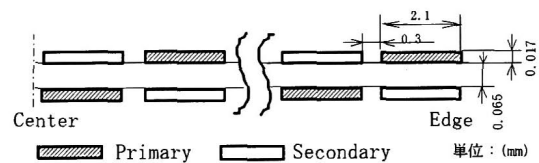


図8 フィルム変圧器の断面図 (2層)

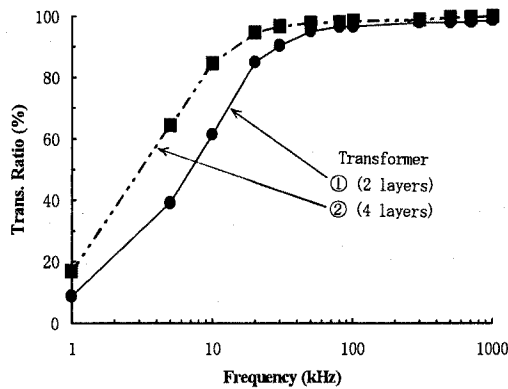
Fig.8. Cross-sectional view of the two layers film transformer.

表1 試作フィルム変圧器の諸定数

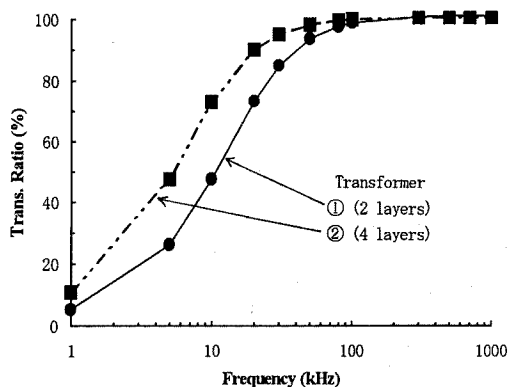
Table 1. Various constants of the tested film transformers.

試作変圧器	積層枚数	巻数 (1次:2次)	外径 (mm)
①	2	17:17	90
②	4	34:34	

(イ) 無負荷特性 二次回路を開放して、無負荷時の変圧比対周波数特性を測定した結果を図9(a)に示す。さらに、図9(b)に付録の数値解析モデルから得られた結果を示す<sup>(11)</sup>。



(a) 実験値



(b) 計算値

図9 無負荷時の変圧比対周波数特性

Fig.9. Transformation ratio vs. frequency characteristic at no-load. (a) Experimented and (b) computed.

図9中の変圧比 $T_r$ は次式で計算した。

$$T_r = [V_2 / V_1] \times 100 (\%) \quad (1)$$

ここで、 $V_1$ と $V_2$ はそれぞれ一次印加電圧と二次誘起電圧の振幅である。図9(a)と(b)の結果は、周波数の増加が表皮効果を促し、結果として100kHz以上で二次に一次印加電圧とほぼ同じ振幅の誘起電圧を与えることを意味する。図9(a)と(b)は、一次と二次電流間の近接効果が存在しない無負荷時に100kHz以上の周波数で、試作変圧器①と②共に100%近い結合が得られることを示している<sup>(4)</sup>。また、明らかに4層に積層した試作変圧器②の方が2層の試作変圧器①よりも低周波数から結合が増加していることがわかる。これは積層枚数が多いほど結果として結合が高くなることを示している。図8(a)と(b)にそれぞれ2層と4層のフィルム変圧器が無負荷時に100kHzで励磁されている場合の計

算による $t = 0 \text{ sec.}$ 時の磁束分布を示す。図8で、積層枚数の多い(b)の方が積層枚数の少ない(a)に比較してフィルム端部で閉磁路を形成する端効果が緩和されていることが、フィルム端部における磁束ループ径の違いからわかる。図10中の番号1、2、3、・・・は(a)(b)で同一ベクトルポテンシャル値を示す。

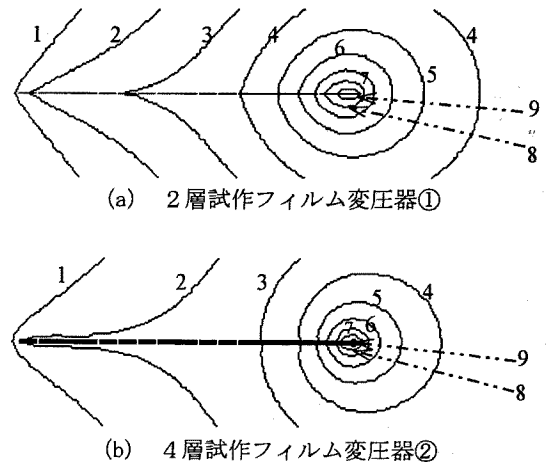


図10 無負荷時の磁束分布

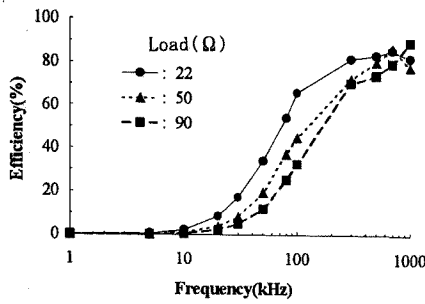
(100kHz、計算値、 $t = 0 \text{ sec.}$ 、図中の番号1、2、3、・・・は(a)(b)で同一ベクトルポテンシャル値を示す。)

Fig.10. Magnetic field distributions of the film transformers. (a) 2 and (b) 4 layers film transformers with secondary open circuit at 100kHz (computed).

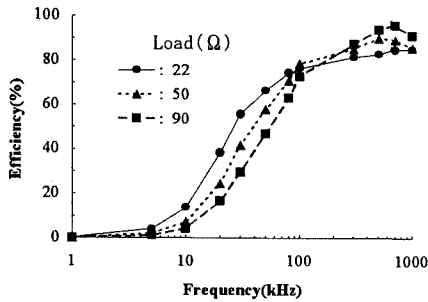
(ロ) 効率 表1に示されている試作フィルム変圧器①と②の純抵抗負荷時の効率対周波数特性の実験値および計算値を、それぞれ図11と図12に示す。なお、負荷は22、50、90Ωの純抵抗負荷であり、効率は、  

$$\text{効率} = (\text{出力}/\text{入力}) \times 100 (\%) \quad (2)$$
 として求めた。

図11(a)と(b)および図12(a)と(b)を比較すると、いずれの結果も負荷抵抗値が大きくなるに従って効率は高周波領域で増加する。また、変圧器のインダクタンスおよび抵抗が、表皮効果により周波数の関数となる。このため変圧器と負荷とのインピーダンス整合による特性が現れ、図11の結果が得られる<sup>(4),(11)</sup>。この特性はツイストコイル型変圧器と同様であり、表皮効果を利用した変圧器特有の特性と考えられる<sup>(4)</sup>。図11(a)の2層フィルム変圧器①の最大効率は89.8%であり、図11(b)の4層フィルム変圧器②の最大効率は92.0%である。また、4層フィルム変圧器の方が2層に比較して広い周波数範囲で一定の効率を維持する。これは、積層枚数が増加するほど高効率で動作することが可能であり、その周波数範囲が広くなることを意味する。また、図11、12で、4層の方が2層より低い



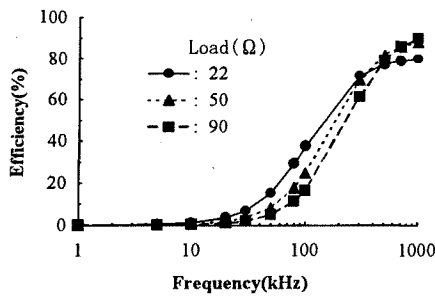
(a) 2層試作フィルム変圧器①



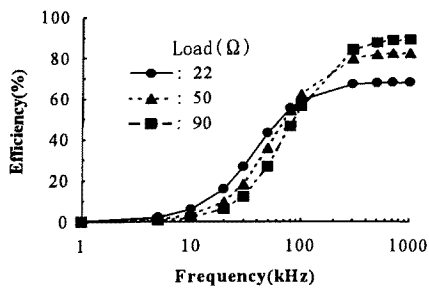
(b) 4層試作フィルム変圧器②

図 11 効率対周波数特性 (実験値)

Fig. 11. Efficiency vs. frequency characteristic. (a) 2 and (b) 4 layers (experimented).



(a) 2層試作フィルム変圧器①



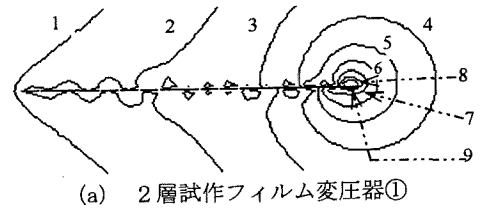
(b) 4層試作フィルム変圧器②

図 12 効率対周波数特性 (計算値)

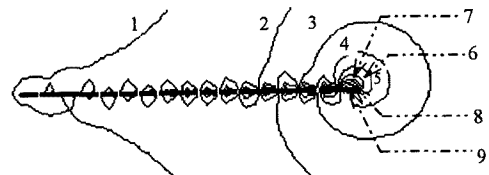
Fig. 12. Efficiency vs. frequency characteristic. (a) 2 and (b) 4 layers (computed).

周波数のところで交差する。これは以下のように解釈できる。図9の無負荷時の変圧比対周波数特性の結果から、2層のフィルム変圧器よりも4層フィルム変圧器の方が低周波から結合が良くなっていることは明らかである。このため4層のフィルム変圧器の方が低周波から一次・二次間の結合が良く、効率対周波数特性の曲線が2層の場合に比べ低周波から立ち上がる。従って、4層の方が2層より低い周波数のところで、効率対周波数特性の曲線が交差したと考えられる。

(ハ) 漏洩磁束 空心変圧器で懸念される問題点に、磁性体で磁路を形成しないため、変圧器から漏洩する磁束がある。図10(a)と(b)に示されているように、二次が開放された無負荷時の漏洩磁束は明らかに従来の磁性体を用いた変圧器の漏洩磁束よりも大きいと考えられる。しかしながら、図10の無負荷時の結果と図13の二次に負荷が接続されている場合の  $t = 0$  sec. 時における理論上の漏洩磁束分布を比較すると、フィルム上および近傍で閉ループを形成し、さらに端部での磁束の広がりも小さく漏洩磁束は少ない。特に積層枚数が増加するほど漏洩磁束は減少する。これは積層枚数が増加する程一次・二次の結合が高くなり、一次の入力エネルギーの大部分が二次へ伝送されるためである。この結果から、フィルム変圧器は漏洩磁束を低減するため、二次に負荷を接続した状態で一次回路の電源を投入することが望ましいことがわかる。ただし図13中の番号1、2、3、・・・は(a)及び(b)で同一ベクトルポテンシャル値を示す。



(a) 2層試作フィルム変圧器①



(b) 4層試作フィルム変圧器②

図 13 二次短絡時の磁束分布

(100kHz、計算値、 $t = 0$  sec.、図中の番号1、2、3、・・・は(a)及び(b)で同一ベクトルポテンシャル値を示す。)

Fig. 13. Magnetic field distributions of the film transformer with secondary short circuit at 100kHz. (a) 2 and (b) 4 layers film transformers (computed).

本論文では、筆者等が提案するフィルム変圧器について、主として実験的な基礎考察を行った。その結果、フィルム変圧器は積層枚数を増加することによって低周波数における一次・二次間の結合を高めることが可能であり、結果として4層試作フィルム変圧器②では、負荷抵抗の大きさに依存するが、300kHz~1MHzの周波数範囲で80%以上の高い効率が得られることが判明した。また、漏洩磁束も積層枚数の増加によって低減されることを明らかにした。最後に、本研究の数値実験に協力して頂いたSofia大学工学部電気機器研究所助教授I. Marinova博士へ紙面を借りて厚くお礼を申し上げます。

(平成6年10月20日受付、平成7年6月20日再受付)

## 文献

- (1) K. Harada and T. Nabeshima, "Application of Magnetic Amplifier to Highfrequency DC to DC Converter", Proc. IEEE, Vol. 76, pp. 353-361 (April 1988)
- (2) F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technology", Proc. IEEE, Vol. 76, pp. 377-390 (April 1988)
- (3) T. Sano, A. Morita and A. Matsukawa, "A New Power Ferrite for High Frequency Switching Power Supplies", Proc. 3rd Annual High Frequency Power Conversion Conference, San Diego, CA., MAG1-5 (1988)
- (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) 小川・早野・斎藤:「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 (平4)
- (6) 小川・早野・斎藤:「空心変圧器を用いたDC/DCコンバータの近似過渡解析」電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-92-274 (平4)
- (7) 小川・斎藤:「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 (平5)
- (8) T. Ogawa, H. Saotome, S. Hayano and Y. Saito, "Realization of a Coreless Transformer and Its Application to a DC/DC Converter", ELEKTROTECHN., CAS., Vol. 44, No. 7, pp. 238-241 (1993)
- (9) S. Hayano, Y. Midorikawa, and Y. Saito, "The Film Transformer", Elsevier Studies in Applied Electromagnetics in Materials 5, pp. 257-260 (1994)
- (10) 緑川・早野・斎藤:「フィルム変圧器の試作」電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-93-168 (平5)
- (11) I. Marinova, Y. Midorikawa, S. Hayano and Y. Saito, "Electromagnetic Analysis of the Thin Film Transformer", 電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-94-11 (平6)
- (12) P. Silvester "Modern Electromagnetic Fields", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. pp. 153-156 (1968)

ここでは、フィルム変圧器を軸対称問題として扱うため同心円状のコイル配置であるとした場合の数値実験モデルの導出について説明する。

Faradayの法則より電圧 $u$ に対して、次式が成り立つ。

$$u = \Delta i R + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{付1})$$

ただし、導体の抵抗を $R$ 、電流を $\Delta i$ 、鎖交磁束数を $\Phi$ とする。導体が付図1に示すループ経路 $L$ により構成されるとすれば、鎖交磁束数は、ベクトルポテンシャル $\mathbf{A}$ を用いて次式から、

$$\Phi = \oint_L \mathbf{A} d\mathbf{l} \quad (\text{付2})$$

として求められ、 $\Delta i R$ は、電界 $\mathbf{E}$ をループに沿って積分し、

$$\Delta i R = \oint_L \mathbf{E} d\mathbf{l} \quad (\text{付3})$$

と表される。(付1)式は、(付2)、(付3)式を用いると、 $\rho_Q$ と $j\omega$ をそれぞれ付図1に示す $Q$ 点のループ導体半径と複素角周波数とし、さらに $\dot{u}$ を複素量を示すとして、

$$\dot{u} = 2\pi\rho_Q \dot{E}(Q) + j\omega 2\pi\rho_Q \dot{A}(Q) \quad (\text{付4})$$

と書ける。さらに $Q$ 点のベクトルポテンシャルは、 $\sigma$ を導電率として、

$$\dot{A}(Q) = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_S \sigma(M) \dot{E}(M) \sqrt{\frac{\rho_M}{\rho_Q}} f(k) dS \quad (\text{付5})$$

で与えられる<sup>(12)</sup>。ただし、 $S$ は、導体の断面積、 $M$ は、電流の位置する点とする。 $f(k)$ は、

$$f(k) = \left(\frac{2}{k} - k\right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \quad (\text{付6})$$

で与えられる。ただし、 $K(k)$ 、 $E(k)$ は、第一種、第二種完全楕円積分とし、 $k$ は、 $z_Q$ と $z_M$ をそれぞれ $Q$ 、 $M$ 点の $Z$ 方向座標として、

$$k^2 = \frac{4\rho_Q\rho_M}{(\rho_Q + \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} \quad (\text{付7})$$

である。(付4)式に、(付5)~(付7)式を代入すると、第二種Fredholm積分方程式

$$\dot{E}(Q) + j\lambda \int_S \sigma(M) \dot{E}(M) \sqrt{\frac{\rho_M}{\rho_Q}} f(k) dS = \frac{\dot{u}}{2\pi\rho_Q} \quad (\text{付8})$$

になる。ただし、 $\lambda = \omega\mu_0/2\pi$ とする。(付8)式を解くことにより、電界が求められる。分割した要素 $n$ 個のループ導体から成る場合、各導体の電圧を $u_i$ とすれば、(付8)式の積分方程式は、

$$\dot{E}_i(Q) + j\lambda \sum_{i=1}^n \int_{S_i} \sigma(M) \dot{E}(M) \sqrt{\frac{\rho_M}{\rho_Q}} f(k) dS_i = \frac{\dot{u}_i}{2\pi\rho_Q} \quad (\text{付9})$$

$i=1, \dots, n$

となる。(付9)式を離散化すれば、

$$[\hat{C}][\hat{E}] = [\hat{F}] \quad (\text{付10})$$

のシステム方程式を得る。ここで、 $[\hat{C}]$ 、 $[\hat{E}]$ および $[\hat{F}]$ は、

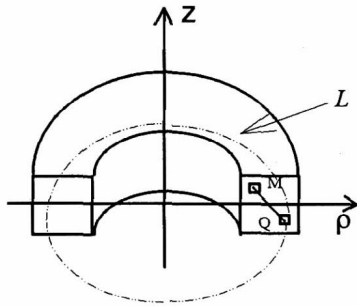
係数行列、求める電界ベクトル、(付9)式右辺の入力に対応するベクトルをそれぞれ示す。

(付10)式[C]の逆行列を[C]<sup>-1</sup>とすると、

$$[\dot{E}] = [C]^{-1}[\dot{F}] \quad (\text{付11})$$

により電界ベクトルが求まる。この電界ベクトルと導電率から電流密度、電流密度からベクトルポテンシャル、そしてベクトルポテンシャルから鎖交磁束数が求められる。

また、今回の計算は、一つの導体について20分割して計算を行った。



付図1 軸対称断面図

**緑川 洋一** (学生員) 1970年 7月 4日生。1995年 3月法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。現在、同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程在学中。主として、高周波空心変圧器、ノイズフィルターに関する研究に従事。日本AEM学会会員。



**早野 誠治** (正員) 1947年 7月 6日生。1977年 3月法政大学大学院工学研究科修士課程修了。同年同大学助手、1993年同専任講師、現在に至る。電磁気学の講座を担当。主として、計算電磁力学、及び磁化特性のモデリングに関する研究に従事。工学博士。IEEE、日本応用磁気学会、日本生体磁気学会、日本AEM学会会員。



**斎藤 兆古** (正員) 1946年 7月24日生。1975年 3月法政大学大学院工学研究科博士課程修了。同年同大学助手、1976年同講師、1978年同助教授、1987年同教授、現在に至る。電磁気学、電気機器、及び大学院応用数学、電磁力学、磁気工学の講座を担当。主として、計算電磁力学に関する研究に従事。工学博士。International Journal of Applied Electromagnetics in Materials, Advisory Editorial Board。IEEE、電子通信情報学会、日本応用磁気学会、日本生体磁気学会、日本AEM学会会員、Electromagnetics Academy (MIT) 会員。

