

図 2.1.5.3 フルブリッジコンバータ

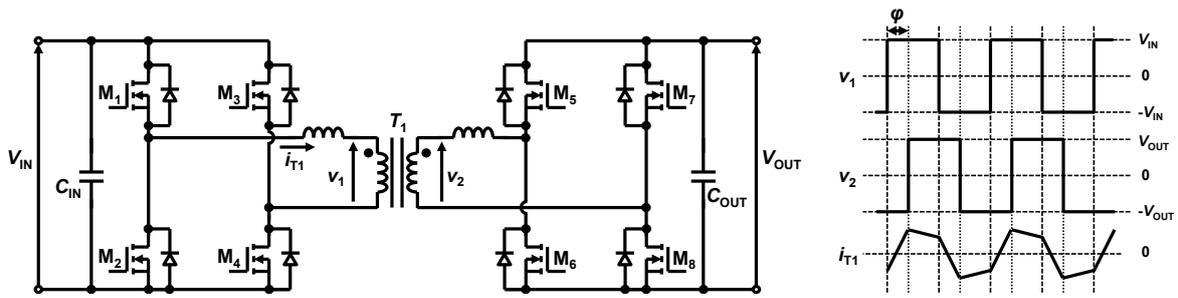


図 2.1.5.4 DAB コンバータ

d. 磁心材料

変圧器用磁心材料としては数 kHz くらいまでの周波数では電磁鋼板の採用例が多いが、10 kHz~100 kHz の周波数帯の絶縁コンバータには Mn-Zn 系フェライト、Fe 系アモルファスや Fe 系ナノ結晶薄帯（例 FINEMET）を用いた巻磁心や積層カット磁心が採用される（図 2.1.5.5）⁽¹⁾。比透磁率としては数千から数万の間が用いられることが多い。Fe 系ナノ結晶薄帯はさらに磁歪が極めて少ない材料であるため、20 kHz 未満の可聴帯域における低騒音磁心に適する。ただし、Fe 系ナノ結晶薄帯は Fe 系アモルファス材料より高価である。飽和磁束密度も Fe 系アモルファス材料は 1T 程度、Fe 系ナノ結晶薄帯材料は 1.5T と高く、大容量の電源に適する。一方、およそ 50 kHz 以上では Mn-Zn 系フェライトの方が低損失となる。フェライトは安価で加工性にも優れるため、後述する様々な磁心形状が用意されている。一方で、飽和磁束密度は 0.5~0.7 T と小さいため、電力容量の小さい電源に用いられることが多い。

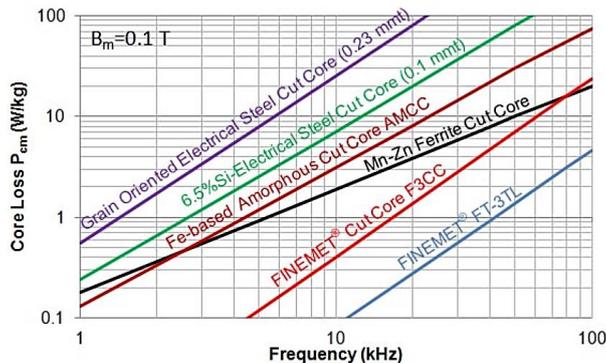


図 2.1.5.5 鉄損と動作周波数⁽¹⁾

e. 磁心の構造および形状

変圧器磁心の構造としては図 2.1.5.6 に示すように内鉄型と外鉄型構造の変圧器に分けられる。内鉄型では磁心がコイルに覆われているが、外鉄型では鉄心がコイルを覆う形となり、コイルの外側に磁心がある。内鉄型では一次巻線と二次巻線を異なる脚に巻くことができる一方で、外鉄型では一次巻線と二次巻線を同じ脚に巻く。いずれの場合も磁心の巻線と磁心の固定にバンドやテープで締め、リード端子やボード実装用に挿抜端子を設けたりする。フェライトは特に成型性に優れるため、様々な形状のラインアップがある。

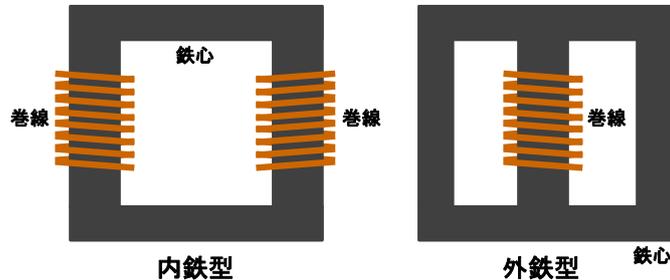


図 2.1.5.6 内鉄型と外鉄型磁心構造

磁心の形状には図 2.1.5.7 に示すように様々な種類があり、材料による加工方法の違いにより、加工形状に違いがある⁽²⁾。Mn-Zn 系フェライトを使った内鉄型で特徴的なものとしてはトロイダル、UU コア、UI コアが挙げられる。トロイダル磁心は閉磁路構造を実現しやすく漏れ磁束の少ない磁心であるとともに、磁路断面が均一で設計も簡単であるが、巻線のしづらさや磁気飽和しやすい点が欠点としてある。UU コア、UI コアも磁路断面が均一で単純な構造であり、磁気回路設計が容易である。2 つの磁心の接触面の隙間があるため、漏れ磁束が発生し、結合係数は同じ材料のトロイダル磁心などの完全閉磁路を実現するものより低くなるものの、この隙間を調整することでギャップを設け、インダクタンスの調整が可能で、磁気飽和への対処も可能である。また、一次巻線と二次巻線を別の脚に巻くことで絶縁耐圧の向上や巻線間静電容量の削減も可能である。ただし、この場合は近接効果などの交流銅損増加や結合係数低下への対処が必要である。

外鉄型としては EI コア、EE コア、EER コア、PQ コアなどがあり、様々なサイズがラインナップとして用意される。EI コア、EE コアは脚が角柱の形状をしており、磁路断面が均一なので磁気回路設計が楽で、磁心の置き方（縦置き、横置き）にも自由度がある。しかし、太い巻線の巻き付けには隙間が生じて体積利用率が低いいため、細い巻線を使うことが多く、大電流には比較的向かない。中脚にギャップを設けているものもある。EER コアは EE コアの改良版で、中脚の形状が円柱になっている。そのため、太い巻線でも効率的に巻け、大電流化に向く。ただし、同サイズの EE コアより脚の断面積が小さくなりやすく、その分磁気飽和しやすい。PQ コアは EER コアのさらに改良版であり、外側の脚の磁路断面積を増やし、磁気飽和を抑制している。その他、ポットコア、RM コアなど、高密度化実装に適した複雑な磁心形状がある。

フェライトではない Fe 系アモルファスや Fe 系ナノ結晶薄帯のような帯状の材料（帯材）は巻磁心（ノンカットコア）、カットコアが一般的である（図 2.1.5.8 参照）⁽³⁾。巻磁心は帯材を型に何重にも巻き重ねて磁心形状を形成していく。その後焼鈍による歪み取りやナノ結晶化を行い、接着・固着を経て切断、切断面研磨を行う。切断を行わなければ巻磁心（ノンカットコア）と呼ばれる閉磁路構造となる。また、接着・固着を行わずに切断箇所を重ね合わせてコイルへ組み込んだ後にバンド等で締めるものをラップコアと呼ぶ。フェライトの UU コアに近い形のは SC コアと呼ばれ、EE コアに似たものを EC コアと呼ぶ。断面がやや異なるものとして、SCP コア、ECP コアも存在する。

図 2.1.5.7 代表的な磁心形状⁽²⁾



図 2.1.5.8 薄帯材料カットコア⁽³⁾

f. 巻線

1.5.4 項にて詳細を述べるが、巻線としては後述する丸線およびリッツ線が一般的に用いられる。動作周波数が高くなると表皮効果により銅線の実効断面積が低下して抵抗・銅損が増大するため、リッツ線のように対応する周波数に合わせて断面積が小さくて細い巻線を使用する。ただし、リッツ線は占積率が低いことが課題である。また、二次巻線と一次巻線を交互に配線するインターリーブ巻きにより近接効果による交流銅損低減が図られことがある。一方でインターリーブ巻線は一次二次巻線間の浮遊容量が増えてノイズ源となるコモンモード電流パスの形成に寄与する点があることに注意が必要である。センタータップのような巻線方式では、一次側巻線と二次側のそれぞれの巻線の結合対称性が崩れると電流のアンバランスが発生するため、物理的な対称性が重要であり、対称なインターリーブ巻線の採用が求められる。

このような磁心材料・構造・巻線を使った変圧器では、透磁率の高さからギャップを設けない場合の結合係数は 0.99 以上となることが多いが、磁気飽和を避けるために励磁磁束密度の最大値を低めに取る必要がある。一方で、エアギャップを設けて実効的な透磁率を下げる場合はギャップにおけるフリンジング磁束が発生する。これは結合係数の低下や、フリンジング磁束が巻線と鎖交することで生じる渦電流損（交流銅損）の増加の要因となる。

(2) 100 kHz～1 MHz (100 W～1 kW) コンバータ用

100 kHz～1 MHz (100 W～1 kW) コンバータについては、フライバックコンバータ、LLC 共振コンバータを紹介する。この周波数帯では、巻線をプリント基板 (printed circuit board (PCB)) のパターンで形成した PCB 変圧器も良く用いられる。PCB 変圧器は低背性に優れ、高い寸法精度により巻線の結合性も高い。磁心も薄く平たい ER 磁心などが用いられる。しかし、回路設計と同時に変圧器設計を行う必要があるため、基板製造後の変圧器の変更が難しい。また、平坦性は高いものの、配線幅が広く、面積が広がりやすい。

a. フライバックコンバータ

図 2.1.5.9 にフライバックコンバータの簡略回路図とその動作を示す。フライバックコンバータは少ない素子数で絶縁電源を構成できるメリットがある。動作としては、まず M_1 をオンにして変圧器に電流を流し、磁心にエネルギーを溜める。このとき、二次側はダイオードの逆電圧が加わるので電流は流れない。その後 M_1 をオフにすると一次側の電流はなくなるため、励磁電流を二次側から負荷へ放出する。つまり、励磁電流を転送する動作を行っており、フォワードコンバータやフルブリッジコンバータなどと異なり、一次側巻線と二次側巻線には同時に電流が流れない。また、負荷電流による直流電流（磁界）成分が変圧器には重畳することになる。そのため、変圧器を用いるコンバータではあるが、後述するインダクタに近い動作を行っており、磁気飽和しやすい欠点を持つ。そのため、高い飽和磁束密度と直流重畳特性が重要な指標となる。また、結合係数が低く、漏れインダクタンスがあると、スイッチの切り替え時に漏れインダクタンスによりパワーデバイスに大きな逆電圧が発生することから、高い結合係数も求められる。これらの特徴から、100 W 未満の小容量絶縁電源として用いられることが多い。この動作周波数帯の磁心材料としては Mn-Zn フェライト磁心材料が主流である。磁気飽和防止の観点からギャップを用いることが多いが、漏れ磁束が多く発生しないように巻線や磁心、ギャップ形状に配慮が必要である。なお、鉄系のダストコアや圧粉磁心は、飽和磁束密度は高いものの、透磁率の低さから結合係数が下がるという点で課題がある。巻線としては、丸線・リッツ線が用いられる。

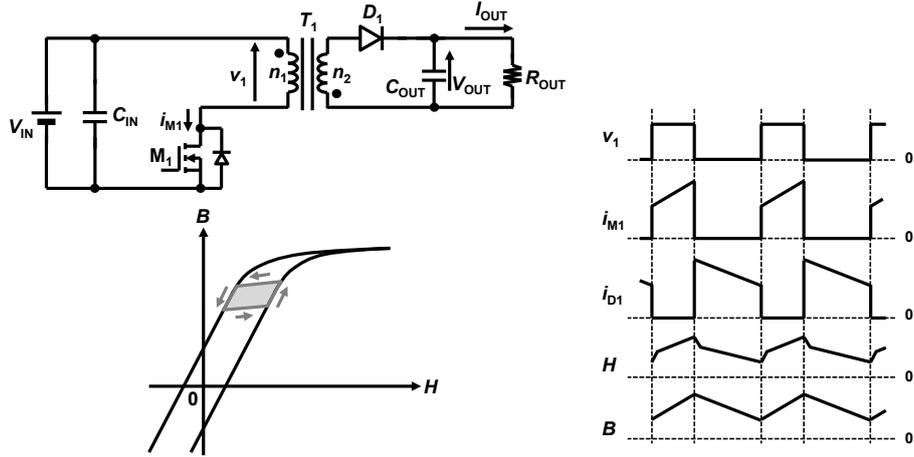


図 2.1.5.9 フライバックコンバータ

[宮地幸祐]

b. LLC 共振コンバータ

100 W から 1 kW 前後の容量では、LLC 共振コンバータが用いられることが多い。LLC 共振コンバータは少ない部品点数でもソフトスイッチングによって低ノイズ、高効率、高周波スイッチングによる装置の小形化を実現している⁽⁴⁾。これらの特長からデータセンタのサーバ電源として用いられており、情報社会の発展にともなってさらなる高効率化が求められている⁽⁵⁾。

LLC 共振コンバータの効率改善のためには変圧器の一次電流の減少が有効である。そのためには励磁インダクタンス、励磁周波数を増加させる必要がある。しかし、ソフトスイッチング条件から励磁インダクタンスには上限が存在するために⁽⁶⁾、励磁周波数の増加が必要である。励磁周波数の増加は変圧器の結合係数の減少によって実現できる。しかし、従来の方法では結合係数の減少には大幅な励磁インダクタンスの減少がともなう。そのために、励磁電流の増加による損失増加が懸念される⁽⁷⁾。よって、励磁インダクタンスを維持したままで結合係数を減少させる方法が必要である。

励磁インダクタンスを維持した状態での結合係数を減少させる方法として変圧器に磁性テープ巻平角線を用いることが検討されている⁽⁸⁾。

c. LLC 共振コンバータの変圧器事例

図 2.1.5.10 に LLC 共振コンバータの回路構成、結合係数をパラメータとする LLC 共振コンバータのゲイン特性を図 2.1.5.11 に示した。結合係数をそれぞれ 0.95, 0.9, 0.85, 0.8 としている。必要なゲインは LLC 共振コンバータの仕様によって決定されるが、ここではゲイン $G = 1.26$ としている。必要なゲインと交差する周波数が励磁周波数である。同図は結合係数を減少させることで励磁周波数は高くなることを示している。LLC 共振コンバータの効率を改善するためには結合係数を減少させて、一次電流を減少させる必要がある。

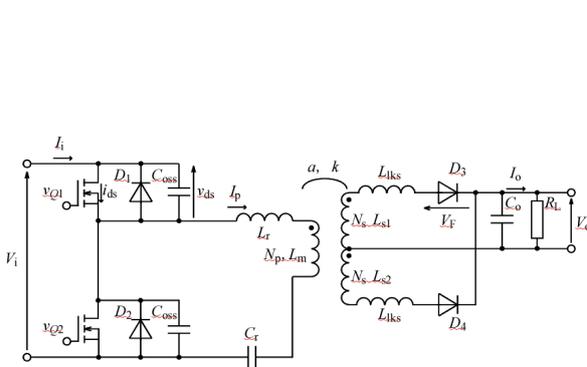


図 2.1.5.10 LLC 共振コンバータの回路構成

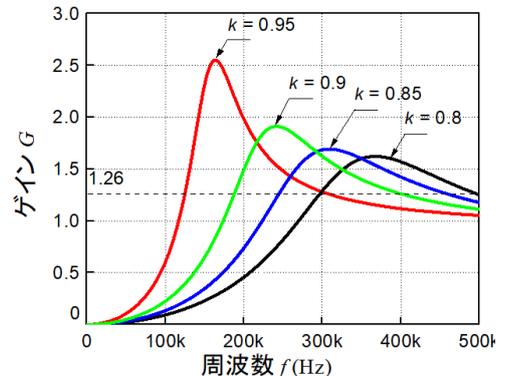


図 2.1.5.11 結合係数 k をパラメータとしたゲイン - 周波数特性

($P_o = 800 \text{ W}$, $f_{sh} = 500 \text{ kHz}$, $L_m = 22 \mu\text{H}$)

図 2.1.5.12 に漏れインダクタンスの増加方法を示した。従来のギャップを長くして、漏れインダクタンスを増加させる方法では主磁束の減少によって励磁インダクタンスが減少する。また、フリンジング磁束が増加し、交流銅損が増加する。磁性テープを平角線に巻くことで磁束を磁性テープに誘導することができ、主磁束を減少させることなく漏れ磁束を増加、および交流銅損の低減が可能である。

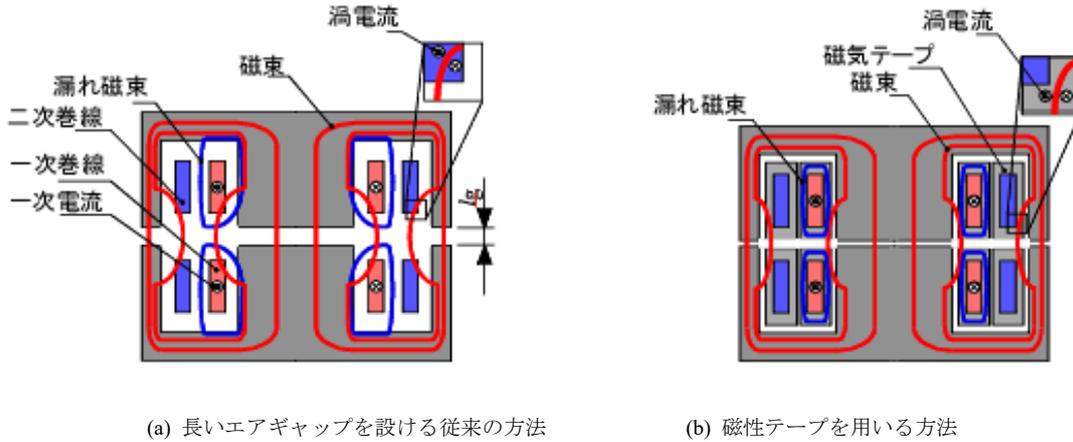


図 2.1.5.12 漏れインダクタンスの増加方法

図 2.1.5.13 に LLC 共振コンバータの変圧器の構造を示した。変圧器の磁心材料は 100 kHz~500 kHz で優れた鉄損特性を持つ ML27D (PROTERIAL) を用いた。透磁率は 2,900 である。磁心は PQ 形状である。一次側と二次側の平角線寸法は、それぞれ $0.3 \times 4 \text{ mm}^2$, $0.4 \times 5 \text{ mm}^2$ である。

表 2.1.5.1 に LLC 共振コンバータの仕様を示した。

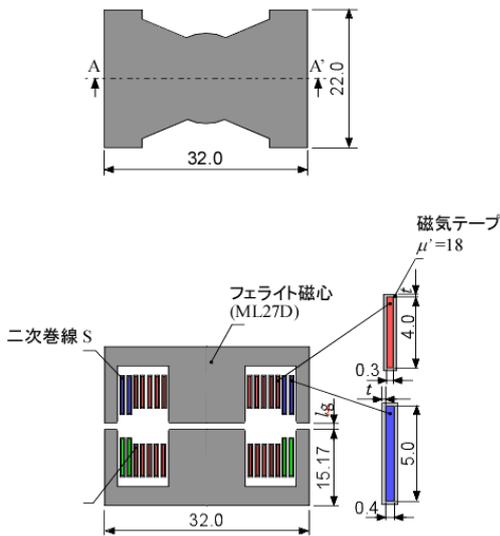


図 2.1.5.13 変圧器の構造 (単位 : mm)

表 2.1.5.1 LLC コンバータの仕様

項目	数値
入力電圧 V_i (V)	380
出力電圧 V_o (V)	48
出力 P_o (W)	800
共振周波数 f_{sh} (kHz)	500
結合係数 k	0.85~0.95
巻数比 a	5
一次巻線数 N_p	10
二次巻線数 N_s	2
デットタイム t_{dead} (ns)	40~60
励磁インダクタンス L_m (μH)	19.7~29.5

図 2.1.5.14 に変圧器のインピーダンス特性を示した。結合係数は磁性テープの適用によって 0.91 から 0.88 まで減少した。一次側自己インダクタンスは磁性テープの適用によって $23.8 \mu\text{H}$ から $24.6 \mu\text{H}$ に増加した。励磁インダクタンスは磁性テープの適用前後でそれぞれ $21.7 \mu\text{H}$, $21.6 \mu\text{H}$ であり、励磁インダクタンスは維持された。また、磁性テープの適用によって二次側開放時、二次側短絡時における交流抵抗は、それぞれ $282 \text{ m}\Omega$ から $229 \text{ m}\Omega$ に 18.8% 低減、 $671 \text{ m}\Omega$ から $417 \text{ m}\Omega$ に 37.9% 低減した。上述のように磁性テープに磁束が誘導されることによって結合係数、および交流銅損が減少した。

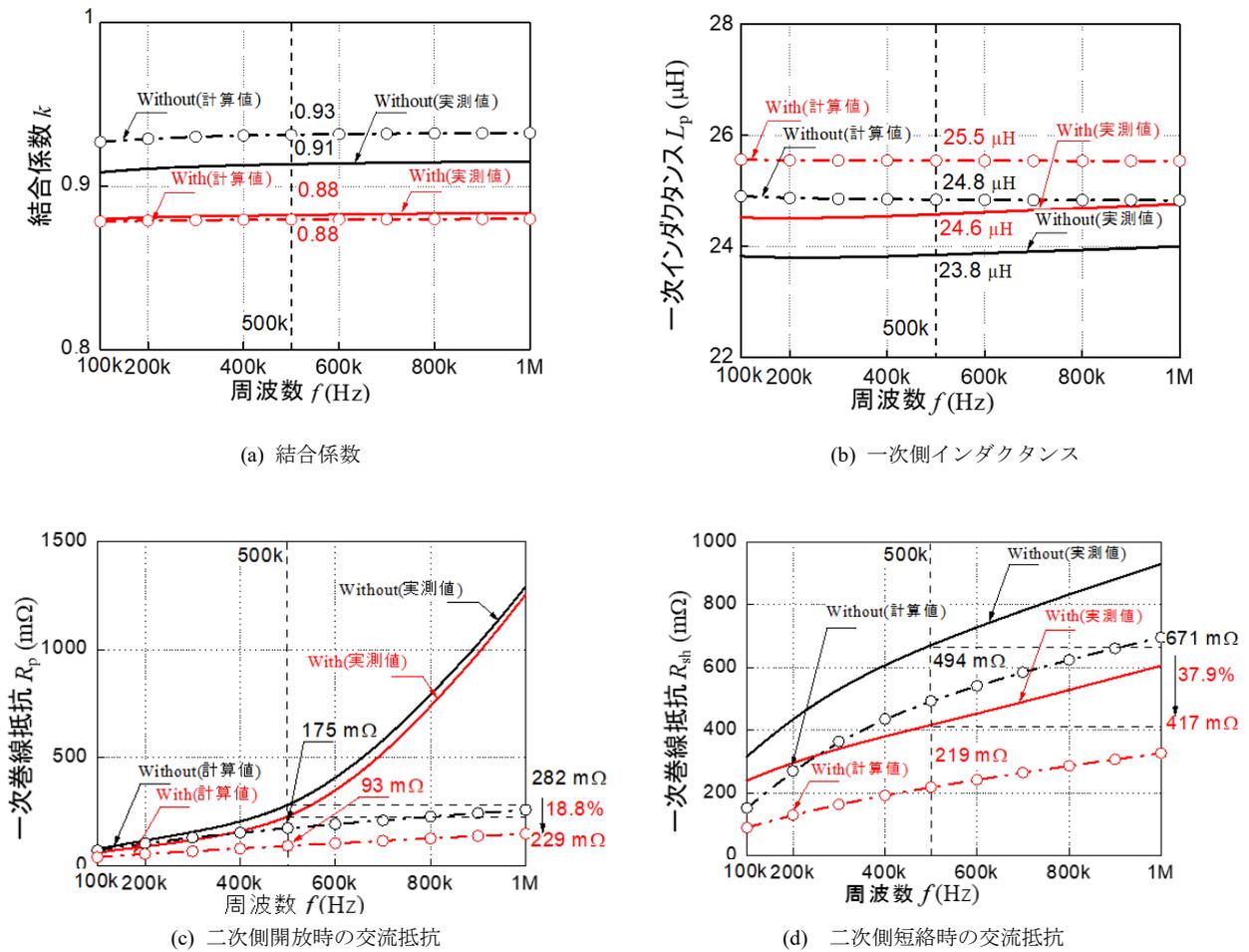


図 2.1.5.14 LLC 変圧器のインピーダンス特性

d. LLC 共振コンバータ変圧器のコンバータ適用事例

変圧器を LLC 共振コンバータに実装し、励磁周波数特性、一次側変圧器電圧、効率特性、発熱特性を測定した。

図 2.1.5.15 にコンバータの効率特性を示した。コンバータの効率は出力 600 W 時に磁性テープの適用前後でそれぞれ 94.16%, 94.7%と 0.54 ポイント改善した。また、損失は出力 800 W 時に磁性テープの適用によって 3.92 W 減少した。

図 2.1.5.16 に LLC 共振コンバータ励磁時の変圧器の外観と温度を示した。巻線の温度は磁性テープ適用の有無でそれぞれ 58 °C, 102 °Cであり、34 °C減少した。これは巻線の交流銅損の減少が原因である。また、磁心の温度は磁性テープ適用の有無でそれぞれ 43.1 °C, 64.6 °Cとであり、21.5 °C減少した。励磁周波数の上昇にともなう磁心の発熱増加は見られなかった。

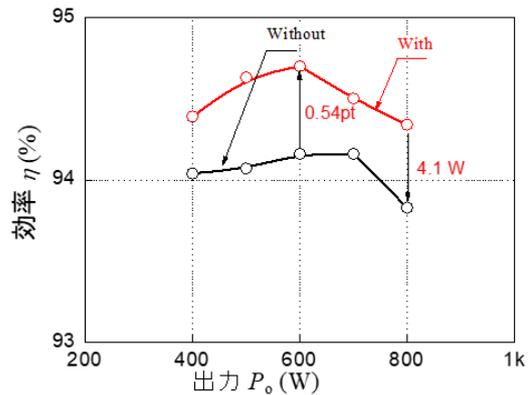
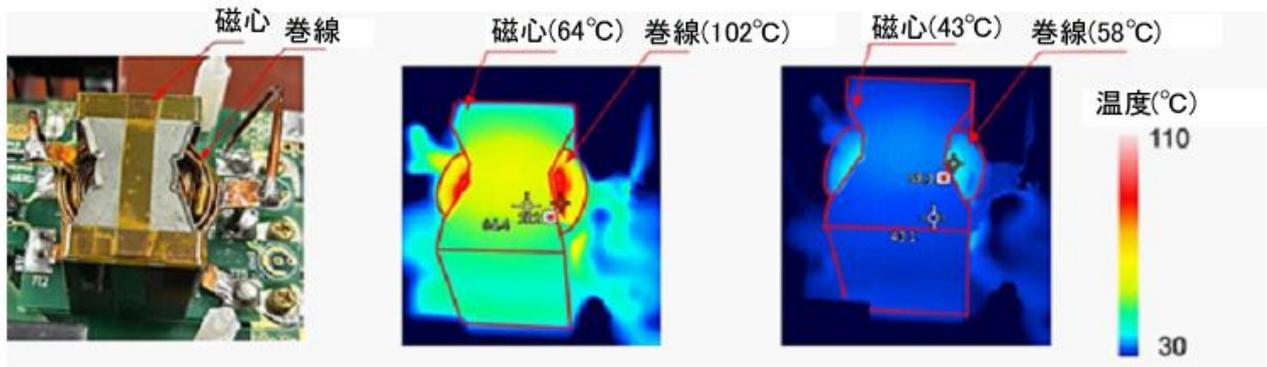


図 2.1.5.15 コンバータの効率特性



(a) LLC 変圧器の外観

(b) 磁性テープ：無

(c) 磁性テープ：有

図 2.1.5.16 LLC 変圧器の外観と磁性テープの有無に依存する LLC 変圧器の温度
(出力 800 W, 周波数 500 kHz)

[水野勉]

(3) 1 MHz 以上, 100 W 以下コンバータ用

「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心」で述べたように、Beyond MHz 帯で低損失な軟磁性材料の比透磁率は数十以下であり、変圧器に採用する場合は漏れインダクタンスの発生は避けられず、リーケージ変圧器として動作するため、漏れインダクタンスを共振に利用する共振コンバータへの実装が主流となっている。ここでは、Ni-Zn フェライトや微粒子コンポジット磁心の変圧器への応用とコンバータへの実装例を紹介し、課題についても整理する。

a. Ni-Zn 系フェライト変圧器

・研究開発の事例

Hanson ら⁽⁹⁾は、Beyond MHz 用の様々な電力用磁心材料に対し、鉄損 $1,000 \text{ kW/m}^3$ 未満という条件でベンチマーキングを行い、鉄損一定条件での $f \cdot B_m$ 積 (f ; 周波数, B_m ; 磁束密度振幅, これが大きい方が一定損失で磁心を小型化できる), あるいはこれを修正した $f \cdot B_m^{3/4}$ 積といった指標で比較した結果, 2~20 MHz の範囲では Fair Rite 社の Ni-Zn 系フェライト (67 material, 比透磁率; 40) が優れると報告している。

実際に、Finsix の Sagneri⁽¹⁰⁾は 67 material を用いて変圧器を構成し, 65 W 出力 AC アダプタ用の $\Phi 2$ 共振絶縁コンバータを開発した。図 2.1.5.17 は $\Phi 2$ 共振絶縁コンバータの主回路トポロジーを示すものであり, 50 MHz スイッチング動作において, GaN-FET のターンオン, ターンオフのいずれも ZVS を実現していることが確認されている。実際に, AC アダプタに採用された $\Phi 2$ 共振絶縁コンバータは 13.56 MHz で動作し, 変圧器磁心の体積は 1.2 cm^3 であり, 従来の AC アダプタに使用される Mn-Zn フェライトを用いた 100 kHz フライバック変圧器の 1/12 のサイズである。また, 変圧器の伝送電力密度は 680 W/inch^3 (41.5 W/cm^3), 効率は 96% に達する。

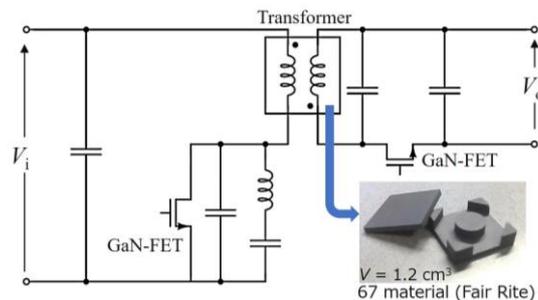


図 2.1.5.17 $\Phi 2$ 共振絶縁コンバータの主回路トポロジー⁽¹⁰⁾

Ni-Zn フェライトを MHz 帯変圧器に適用した他の例として, TDK の Hariya ら⁽¹¹⁾はメイン変圧器に Ni-Zn フェライトプレーナ変圧器を採用した 5 MHz スイッチング PWM 制御電流共振コンバータを報告した。1 次側主スイッチの PWM 制御と 2 次側整流流スイッチの位相シフト制御を行う。図 2.1.5.18 はコンバータの主回路トポロジーと外観写真を示すものであり, 入力電圧 V_i : 42~53 V, 出力電圧 V_o ・電流 I_o : 12 V・8 A (96 W) である。プレーナ変圧器のフットプリントは $19.4 \times 8.9 \text{ mm}$ である

が、Ni-Zn フェライトの磁気特性や磁気回路構造は公表されていない。変圧器の1次-2次巻数比は2:1、励磁インダクタンス200 nH、漏れインダクタンス33 nHである。定格96 W出力時のコンバータ効率は89.4%である。Sagneri⁽¹⁰⁾、Hariya ら⁽¹¹⁾のいずれの報告も変圧器に採用したNi-Zn フェライトについては詳細は不明である。この二例以外にも、Ni-Zn パルクフェライトを変圧器に採用した事例は多いが、Power Supply on Chipを指向してMEMSプロセスで作製されたBeyond MHz帯Ni-Zn フェライト変圧器の例では⁽¹²⁾、 $\phi 4.1\text{ mm} \times 2\text{ mm}$ のトロイダルコイルの内部に1.2 mm高さのNi-Zn フェライト磁心を配置して小型化を実現している。巻数比15:15の変圧器は1~80 MHzの帯域で105~115 nHのインダクタンス、1~15 MHzで約0.7の結合係数、2次側開放時の1次側 Q 値は14 MHzで最大の16.7を示している。空心に対してインダクタンスは20%増、結合係数は40%増となっている。

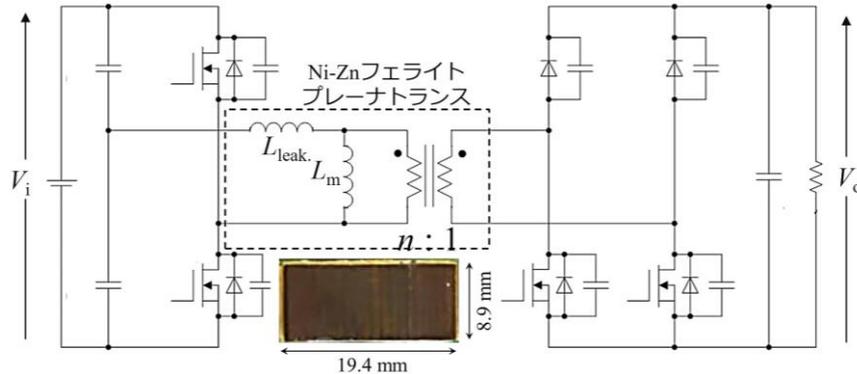


図 2.1.5.18 5 MHz スwitchング電流共振絶縁コンバータの主回路トポロジー⁽¹¹⁾

・課題

比透磁率が数十以下の Beyond MHz 用 Ni-Zn フェライトの飽和磁化は200~300 mTであり、Hariya ら⁽¹¹⁾の電流共振コンバータでは変圧器が正負対称励磁されるのに対し、Sagneri⁽¹⁰⁾の $\Phi 2$ 共振コンバータ変圧器はフライバック動作するため磁心のB-H座標系の第一象限で励磁され、飽和磁化が低いことは大きな欠点となる。さらには、Ni-Zn フェライトやMn-Zn フェライトには鉄損が最小となる温度があり、その温度以上では鉄損の温度係数が正となって熱暴走するリスクがある⁽¹³⁾。図 2.1.5.19 は Mn フェライトに対して100 mT~300 mTの磁束密度振幅 B_m で測定した鉄損の温度依存性を示すものであり⁽¹³⁾、 B_m が大きくなると鉄損の温度係数が正に代わる温度が低下し、熱暴走リスクが高まる。したがって、熱暴走リスクを避けてフェライトを変圧器に利用するには B_m を下げて使わざるを得ず、磁心の小型化に大きな制約が課されることになる。

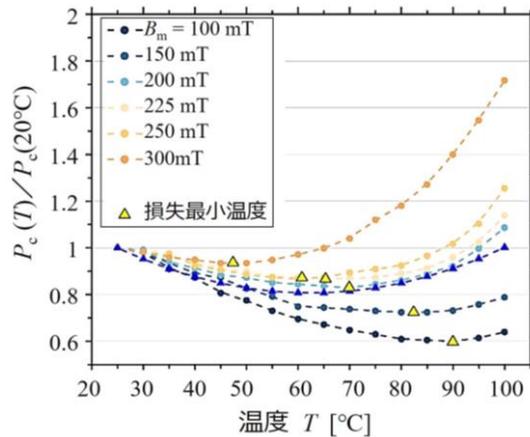


図 2.1.5.19 フェライトの鉄損の温度依存性⁽¹³⁾

b. 微粒子コンポジット磁心変圧器の例

「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心」で述べたように、微粒子粉末としてカルボニル鉄粉、Fe基アモルファスやFe基ナノ結晶など多くの選択肢があるが、ここでは、変圧器への適用事例を紹介し、課題についても述べる。低透磁率微粒子コンポジット磁心で閉磁路トロイダル変圧器を構成し、磁路に対して巻線を均一に巻いたとしても漏れ磁束の発生は避けられず、Ni-Zn フェライト変圧器と同様に、漏れインダクタンスが大きいためリーケージ変圧器としての利用が多い。

・カルボニル鉄粉バルクコンポジット磁心変圧器

Micrometals社はBeyond MHz帯用としてカルボニル鉄粉バルクコンポジットトロイダル磁心を上市しており、同社のOliver⁽¹⁴⁾によれば、比透磁率10の磁心は10 MHz近くまで鉄損の大部分をヒステリシス損失が占め、10 MHz以上でも渦電流損失の増加は少なく、20 MHz以上でベンチマークであるNi-Znフェライト磁心よりも低鉄損になるとしている。

SekiyaらはMHz帯E級共振コンバータ⁽¹⁵⁾の研究開発において、100 Wを大きく超える1 kW出力の4 MHz動作E級共振コンバータの共振インダクタと絶縁変圧器に比透磁率10のカルボニル鉄粉バルクコンポジットトロイダル磁心を適用し、95.3%の高いコンバータ効率を達成した。図2.1.5.20は比透磁率10のカルボニル鉄粉バルクコンポジットトロイダル磁心のヒステリシス損失 W_h の最大磁束密度 B_m 依存性をメーカー公表のデータシートからプロットしたものである。MHz帯では鉄損の大部分はヒステリシス損失と見做せるので、同図は一周期あたりの鉄損と見ることもできる。図に示したように、 $B_m = 15 \text{ mT}$ を境にヒステリシス損失 W_h の B_m 依存性が変化し、磁束密度振幅が15 mTよりも十分に小さいレベルで励磁されるときは鉄損は非常に小さい。磁心体積を減らして磁束密度振幅を大きくすると、変圧器を小型化したにもかかわらず、鉄損の増大に繋がる。

カルボニル鉄粉バルクコンポジット磁心変圧器の他の事例として、佐藤ら⁽¹⁶⁾はキャスティング法カルボニル鉄粉/エポキシコンポジット磁心の中に巻線を埋め込んだプレーナ変圧器を試作し、フライバックコンバータに実装して評価した。図2.1.5.21はコンバータの回路トポロジーとプレーナ変圧器の外観を示すものである。プレーナ変圧器は40×40×10 mmで、16:8の巻数比を有する1次・2次平角導体スパイラル巻線がコンポジット磁心の中に埋め込まれた外鉄構造を持つ。カルボニル鉄粉は平均粒径1.6 μmのほぼ球形であり、As made非還元粉末を200°C・6時間の大気中熱処理によって粉末表面に25 nm~65 nmの酸化被膜を形成している。表面酸化カルボニル鉄粉と二液性エポキシ前駆体溶液からなる混合スラリを1次・2次巻線を所定の位置に配置した鋳型内に流し込み、120°C・5時間で硬化させてプレーナ変圧器を作製した。図2.1.5.22はコンポジット磁心の複素透磁率と複素誘電率を示すものである。コンポジット磁心の飽和磁化は約1 Tである。比透磁率は約6で100 MHzまでほぼ一定であり、50 MHz以下の周波数で損失係数 $\tan\delta$ (μ''/μ')が 10^{-3} のオーダーとなる。エポキシ樹脂自体の比誘電率は2.7程度であるが、導電性の鉄の微細粉末が分散することによりコンポジット磁心の誘電率が大きく増大し、100 kHz~1 MHzで複素比誘電率の実数部 ϵ_r' は60~40程度、虚数部 ϵ_r'' は25~8程度であった。表面酸化カルボニル鉄粉コンポジット磁心の直流体積抵抗率はNi-Znフェライトに近い $100 \Omega \cdot \text{m}$ を有する。表面酸化カルボニル鉄粉コンポジット磁心は比透磁率が6程度しかないため、巻線間結合係数を高くすることが困難であるが、16:8の巻数比を有する1次・2次平角導体スパイラル巻線として1次導体と2次導体が交互に配置されるインターリーブ構造によって巻線間結合係数を0.998にまで向上させることができるが、導体間の寄生容量が増大し、非インターリーブ

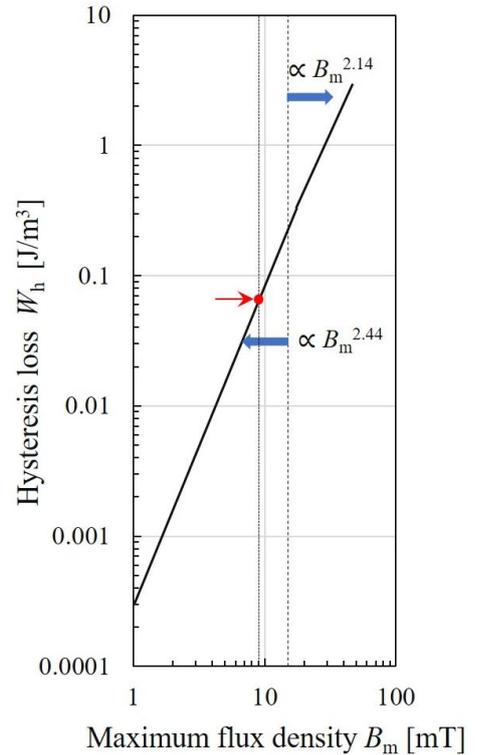


図2.1.5.20 比透磁率10のカルボニル鉄粉バルクコンポジットトロイダル磁心のヒステリシス損失 (Micrometals社が公表しているデータシートをもとにプロット)

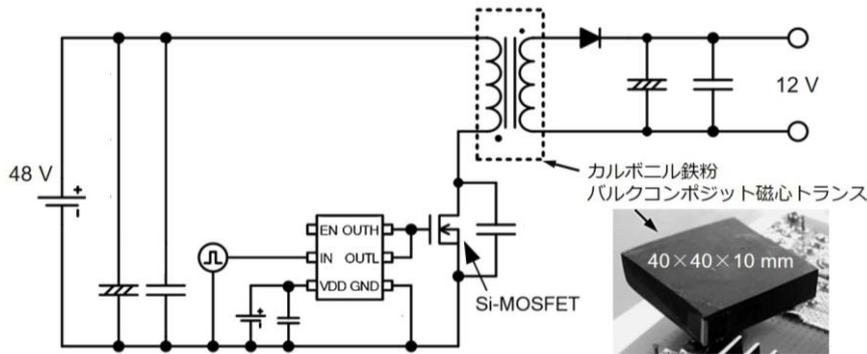


図2.1.5.21 フライバックコンバータの回路構成とカルボニル鉄粉コンポジット磁心変圧器の外観⁽¹⁶⁾

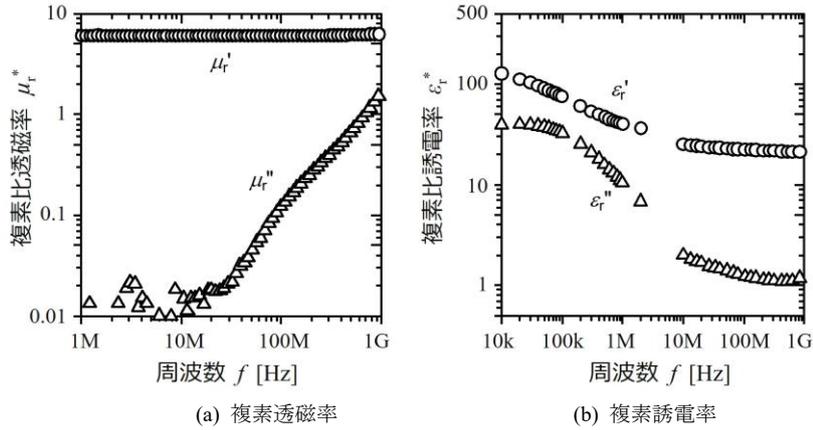


図 2.1.5.22 表面酸化カルボニル鉄粉コンポジット磁心の複素透磁率と複素誘電率の周波数特性⁽¹⁶⁾

巻線を採用した場合に対して共振周波数が 10 MHz から 2 MHz に低下する。試作したプレーナ変圧器を 48 V 入力・12 V 出力の 400 kHz~1 MHz を範囲とする PFM フライバックコンバータに適用し、変圧器の漏れインダクタンスと主スイッチ MOS-FET の寄生容量 C_{oss} とドレインソース間の並列キャパシタ (100 pF) によって疑似共振動作し、出力 60 W で約 85% の効率が得られている。

低透磁率磁心変圧器にインターリーブ構造巻線を採用することで巻線間の結合係数を高くできるものの、寄生容量の増大を招くので、この手法は Beyond MHz 変圧器には適さないと言える。

・Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心変圧器

Sugimura らは⁽¹⁷⁾、飽和磁化 1.26 T の 2.56 μ m 径 SWAP アモルファス Fe-Si-B-C-Cr 粉末を用いたキャスティング法 Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心変圧器を試作し、48 V 入力-24 V・5 A 出力の MHz スイッチング LLC 共振コンバータに実装・評価した。コンポジット磁心の詳細は「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心、(3-3) 微粒子コンポジット磁心」に記載のとおりであるが、飽和磁化は 0.84 T、保磁力は 128 A/m、比透磁率は約 10 で 100 MHz まではほぼ一定、 $\tan \delta$ は MHz 帯で 10^{-3} のオーダーであり、周波数 2 MHz、磁束密度振幅 20 mT における鉄損はベンチマークである比透磁率 20 の Ni-Zn フェライトの約 1/6 である。図 2.1.5.23 は LLC 共振コンバータの主回路トポロジーと外観写真である。48 V 入力-24 V 出力、出力電流定格は 5 A である。1 次側は GaN-FET を用いたハーフブリッジ構成とし、Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心を用いたリーケージ変圧器は 2 次側に中間タップを設けた巻数比 5 : 4 : 4 として出力側に SBD 全波整流回路を採用している。図 2.1.5.24 は試作変圧器の電気特性を同一サイズ、同一巻数比を有する比透磁率 20 の Ni-Zn フェライト変圧器と比較して示したものである。Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心と Ni-Zn フェライトは透磁率が 2 倍異なることによる励磁インダクタンスの違いを反映して、2 次側開放時のインダクタンスは 2 倍近く異なる。共振周波数は 30~40 MHz である。1 MHz での結合係数はコンポジット磁心変圧器で約 0.84 であり、透磁率の高い Ni-Zn フェライト変圧器で約 0.87 であった。Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心変圧器の概略仕様を表 2.1.5.2 に示す。比透磁率は 10、磁心形状はトロイダルで外径 ; 15.5 mm、内径 ; 9 mm、高さ ; 11.1 mm、体積 ; 1.39 cm³ である。

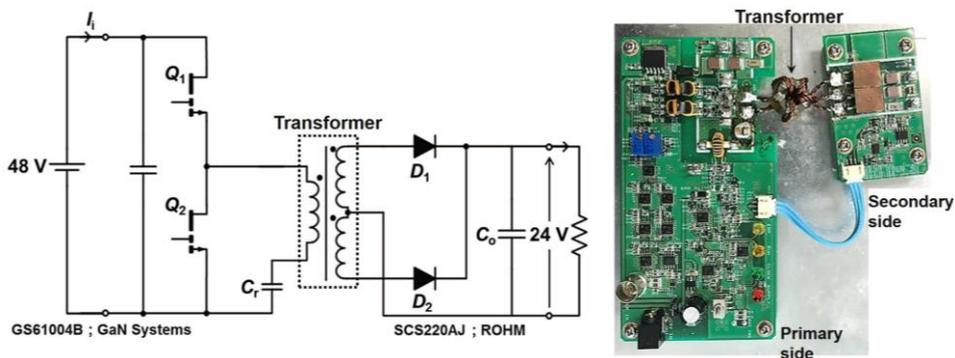


図 2.1.5.23 LLC 共振コンバータの回路トポロジーと外観写真⁽¹⁷⁾

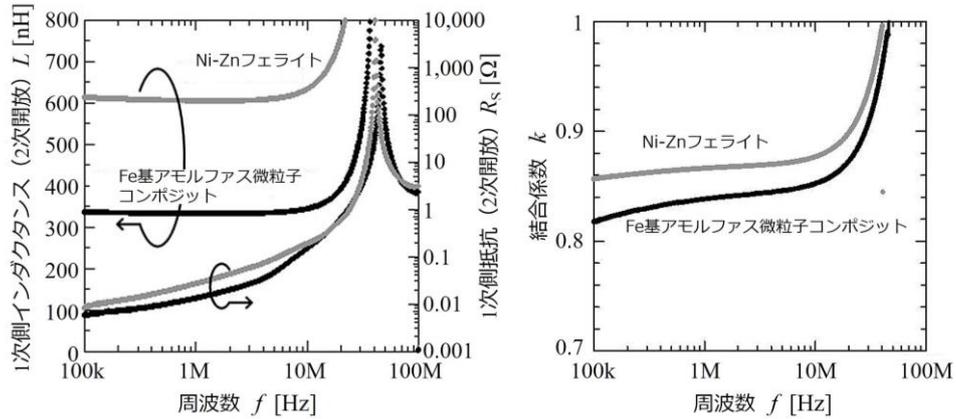


図 2.1.5.24 Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心変圧器の特性

表 2.1.5.2 Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心変圧器の仕様

トロイダル磁心	Fe 基アモルファス微粒子コンポジット磁心 比透磁率；10，外径；15.5 mm，内径；9 mm， 高さ；11.1 mm，体積；1.39 cm ³
巻数	$N_1 : N_2 : N_3 = 5 : 4 : 4$
1 次側インダクタンス	331 nH @ 1 MHz
結合係数	0.84 @ 1 MHz

図 2.1.5.25 は試作変圧器を 48 V 入力-24 V 出力 MHz スイッチング LLC 共振コンバータに実装して評価した結果を示す。コンポジット磁心変圧器を用いた場合，出力電圧を 24 V 一定にするためのスイッチング周波数は 1~5 A 電流出力の範囲で 5.4 MHz から 4.9 MHz に変化し，効率は 90% 以上を示し，1.5 A (36 W) 出力時で最高の 93.1% となった。Ni-Zn フェライト変圧器の場合は 2% 近く効率が低いが，出力を 77 W (24 V · 3.2 A) 以上に増やそうとすると，フェライトの熱暴走による透磁率の急増のために LLC 共振動作が停止した。コンポジット磁心変圧器は 120 W 定格出力でも安定動作し，このときの変圧器の効率は 97%，伝送電力密度は 90 W/cm³ と見積もられた。

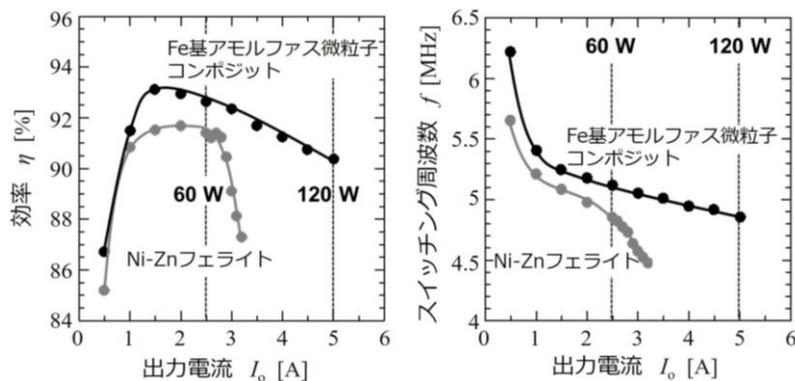
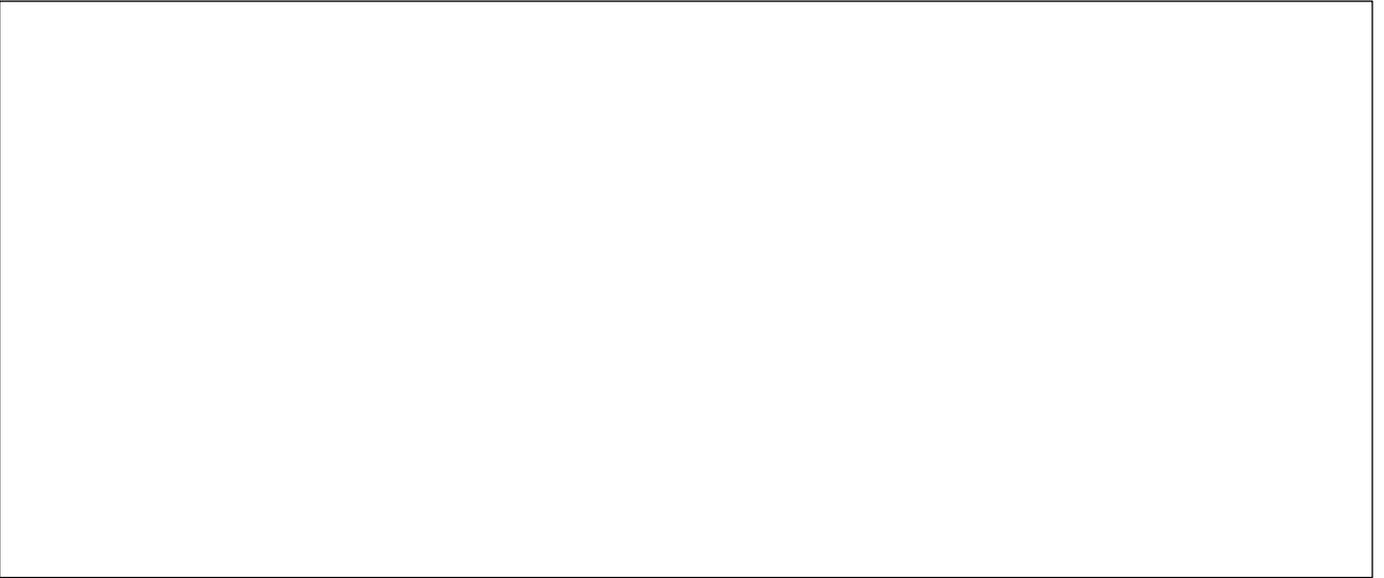


図 2.1.5.25 48 V 入力-24 V 出力 MHz スイッチング LLC 共振コンバータの効率，動作周波数と出力電流の関係

・マイクロ変圧器

薄膜プロセスや MEMS プロセスによるマイクロ変圧器については、Nascimento ら⁽¹⁹⁾が我が国における研究開発事例を含めて 1980 年代の黎明期から現在に至る動向をレビューしている。マイクロ変圧器の応用はエネルギー変換、通信、センシングなど幅広いが、試作開発例のレビューでは公表された研究論文の約 40%がエネルギー変換応用を目指すものであり、そのうちの 46%が 10 MHz 以下の周波数、40%が 10~100 MHz の周波数を対象にしている。もとより、薄膜プロセスや MEMS プロセスを駆使して作製されるので、小容量出力のコンバータ応用に限られ、最近では、前述の川崎ら⁽¹⁸⁾のように、インバータやコンバータのパワーデバイス絶縁ゲートドライバ向け数 W 出力の絶縁コンバータへの実装が典型的な応用となっている。



試作マイクロ変圧器とコンバータへの適用例を表 2.1.5.3 に示す。唯一、ADI の Yue らは多層磁性薄膜磁心を利用したマイクロ変圧器を開発しており、コンバータの動作周波数が低いこともあり、効率は 50% を超え、磁心を採用するメリットが示されている。

表 2.1.5.3 試作マイクロ変圧器とコンバータの代表特性⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾

		Qin ら ⁽²⁰⁾ による	Yue ら ⁽²¹⁾ による	Cheng ら ⁽²²⁾ による
周波数		160~210 MHz	16~25 MHz	180~210 MHz
マイクロ変圧器	Q 値	6.8	12	11
	サイズ	5.2 mm ²	8.4 mm ²	8 mm ²
コンバータ	出力	0.8 W	1.1 W	1.25 W
	最高効率	34 %	52 %	46.5 %

・課題

Beyond MHz 磁心のベンチマークとして捉えられてきた Ni-Zn フェライトは変圧器への応用例も多いが、動作磁束密度レベルによって熱暴走を引き起こす臨界温度が変化することを考慮してコンバータ用変圧器を設計する必要がある。「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心、(3-1) Beyond MHz 帯ベンチマークの Ni-Zn フェライト磁心の課題」でも述べたように、フェライトの高周波鉄損の主因である残留損失の発生機構の解明と、それによる熱暴走リスクの低減を図ることが望まれる。

微粒子コンポジット磁心の変圧器については、カルボニル鉄粉コンポジット磁心を除けば、実用の段階には入っておらず、今後の展開が期待される場所である。「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心、(4) まとめと今後の課題」で述べたように、実用化を進めるには数 μm からサブ μm の微細合金系粉末の低コスト作製が大きな課題であり、今後の展開に期待したいところである。

磁性薄膜変圧器については、パワーデバイス絶縁ゲート回路向けのオンシリコンのマイクロ変圧器／絶縁コンバータが ADI から発表されているが⁽²¹⁾、空心変圧器に対してコスト増の問題が指摘されている⁽²²⁾。 [佐藤敏郎]

1.5.3 インダクタ

(1) 100 kHz 未満 (1 kW 以上) コンバータ用

インダクタについてはどの周波数、電力においてもインバータの AC フィルタリアクトルおよび DC-DC コンバータの平滑リアクトルとして用いられる場合が多いが、周波数、電力ごとに使用する材料が異なる。図 2.1.5.29 に最も代表的な回路として、降圧チョップの回路図と動作波形を示す。インダクタンス値はリプル電流（最大直流負荷電流の 0.1~0.3 倍に設定することが多い）と負荷変動応答の仕様から決定される。インダクタには負荷電流の直流成分が含まれるため、B-H 平面において第一象限に直流磁界バイアスがかかった状態でループを描くように動作する。一方でチョップのインダクタ独自の要求事項として、電流定格に応じた直流抵抗と直流重畳特性がある。そのため、磁気飽和防止のために低透磁率材料を用いたり、ギャップを挿入することで磁心の実効透磁率を下げたりすることが多い。

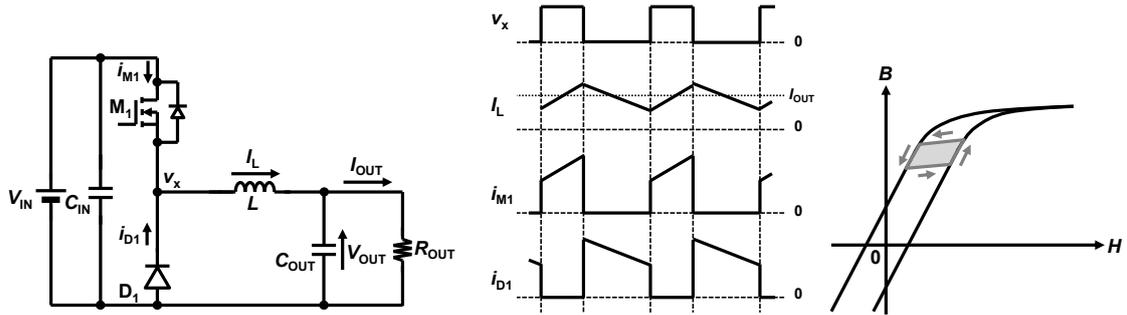


図 2.1.5.29 降圧チョップ

100 kHz 未満 (1 kW 以上) チョップに用いるインダクタ用磁心材料としては、大きな直流負荷電流に対応した磁界による透磁率の変化を小さくするために恒透磁率特性が必要であり、Mn-Zn フェライト磁心、Fe 系アモルファスや Fe 系ナノ結晶薄帯積層カットコアなどが用いられ、比透磁率の高い材料は磁心の一部にギャップを設ける。Fe-Si 系、Fe-Ni 系、Fe-Al-Si (センダスト) 系の多結晶系粉末圧粉磁心は磁心内部に非磁性ギャップが空間的に分布するためそれ自身で恒透磁率特性を持ち、ギャップレスで利用されることもある。実効的な比透磁率は約数十から数百程度となるように調整されている。磁心形状としてはトロイダル、EI、EE、UU 型などが用いられる。

巻線としては電流量が小さい場合はリッツ線や丸線を用いるが、電流量が大きい場合は占積率が高い平角線や薄板導体を用いることが多い。 [宮地幸祐]

(2) 100 kHz~1 MHz, 100 W~1 kW コンバータ用

100 kHz~1 MHz, 100 W~1 kW のチョップに用いるインダクタ材料は 100 kHz 未満の周波数帯に対して選択肢はそれほど多くない。ギャップ付き Mn-Zn 系フェライト、アモルファスやナノ結晶系圧粉磁心などが用いられている。

表 2.1.5.4 は、巻線埋め込み形インダクタの基本構造とその特徴であり、巻線がアモルファスやナノ結晶系圧粉磁心に埋め込まれている。横巻線配置 (プレーナインダクタ) は、スパイラル巻線が用いられ放熱特性に優れており、また縦巻線配置はフィット面積を小さくできる。励磁周波数が高くなるにしたがって、巻線間の静電容量によってインダクタの共振周波数が低下して、励磁時にリングングの発生や交流抵抗の増加の恐れがあり、共振周波数を考慮した設計が必要である。下記にプレーナ

表 2.1.5.4 巻線埋め込み形インダクタの基本構造とその特徴

項目	横巻線配置 (プレーナインダクタ)	縦巻線配置
鉄心材料	アモルファスやナノ結晶系圧粉	
巻線	平角線	
基本構造		
特徴	放熱特性に優れる	フィット面積の減少

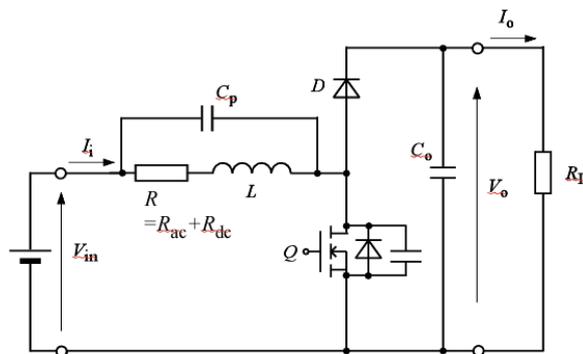


図 2.1.5.30 非絶縁昇圧型 DC-DC コンバータの回路構成

インダクタの具体的な解析・設計例を挙げて説明する。

図 2.1.5.30 は、非絶縁昇圧型 DC-DC コンバータの回路構成であり、インダクタを R 、 L 、 C の 3 要素で表してある。理想状態であればインダクタはインダクタンス以外の成分を持たず、エネルギー損失はない。しかし、実際のインダクタにはインダクタンス以外に巻線や磁心の持つ抵抗成分 R と、線間容量 C などからなる寄生容量が存在する。寄生容量とインダクタンスが並列共振を起こし、自己共振周波数においてインピーダンスが誘導性から容量性に変化する。自己共振周波数が低いと、パワーデバイスのスイッチング時にインダクタ電流に高周波共振電流が流れ、鉄損や交流銅損が増加する。

また、インダクタの性能はコイルの Q 値で表され、 Q 値が大きいほど導通損失が小さくなり、コンバータが高効率となる。励磁周波数が高くなるにしたって、コイルの Q 値ばかりでなく、共振周波数も考慮する必要がある。

図 2.1.5.31 にインダクタの構造を示した。ストレート部のパラメータ D_s を変化させてインダクタンス値を調整するために、インダクタの巻線はレーストラック構造としてある。巻線周囲に発生する漏れ磁束は付近の導体を貫き、巻線内部に渦電流を引き起こす⁽²³⁾。発生した渦電流によって、プレーナインダクタの交流抵抗が増加する。磁気封止技術 (MST: magnetic sealing technique)⁽²³⁾ は、巻線を磁性コンポジット材で封止し、渦電流を引き起こす漏れ磁束を磁性コンポジット材に誘導することで、交流抵抗を低減する技術である。磁気封止技術は巻線で生ずる渦電流を減少させるために、銅損に起因する交流抵抗を低減できる。さらに、巻線近傍に磁性コンポジット材を配置することで、インダクタンスが増加する。上述の 2 つの効果によって、インダクタの Q 値が向上する。しかし、空気よりも誘電率の高い磁性コンポジット材で巻線を封止するために、寄生容量が増加して自己共振周波数が低下する。したがって、効果的にインダクタの損失を低減させるためには自己共振周波数の高いインダクタを設計する必要があり、巻線間距離 w_g を変化させて、共振周波数が励磁周波数 500 kHz の 10 倍以上となるように設計した。

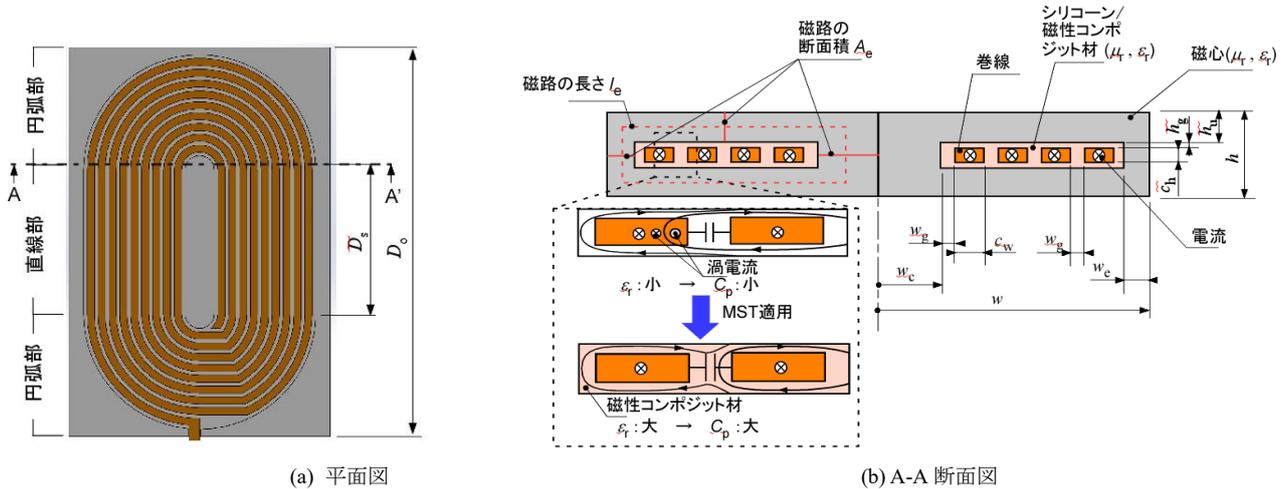


図 2.1.5.31 磁性コンポジット材を用いたプレーナインダクタの構造

図 2.1.5.32 に巻線を磁性コンポジット材で封止しないインダクタと磁性コンポジット材で封止したインダクタの周波数特性を示した⁽²⁴⁾。図 2.1.5.32(a)に示したように、巻線を磁性コンポジット材で封止しないインダクタ、磁性コンポジット材で封止したインダクタの自己共振周波数は、それぞれ 11.9 MHz、7.1 MHz であった。両者の自己共振周波数は励磁周波数 500 kHz の 10 倍以上となった。また、図 2.1.5.32(b)に示したように、500 kHz におけるインダクタンスは、それぞれ、16.6 μ H、21.8 μ H であった。磁性コンポジット材で巻線を封止することで、巻線外周に磁路長の短い磁性コンポジット材の磁路が形成されるために、インダクタンスが増加する。直流抵抗は 27.8 m Ω であり、巻線を磁性コンポジット材で封止しないプレーナインダクタ、磁性コンポジット材で封止したプレーナインダクタの 500 kHz における抵抗は、それぞれ 843 m Ω 、299 m Ω であった。また巻線を磁性コンポジット材で封止しないインダクタ、磁性コンポジット材で封止したインダクタの 500 kHz における Q 値は、それぞれ 60、216 であり、3.6 倍向上した。

図 2.1.5.33 は励磁周波数 500 kHz、出力 800 W におけるインダクタの発熱特性の比較である。磁性コンポジット材で封止することで、温度は 135 $^{\circ}$ C から 72 $^{\circ}$ C へと 63 $^{\circ}$ C 低減した。 [水野勉]

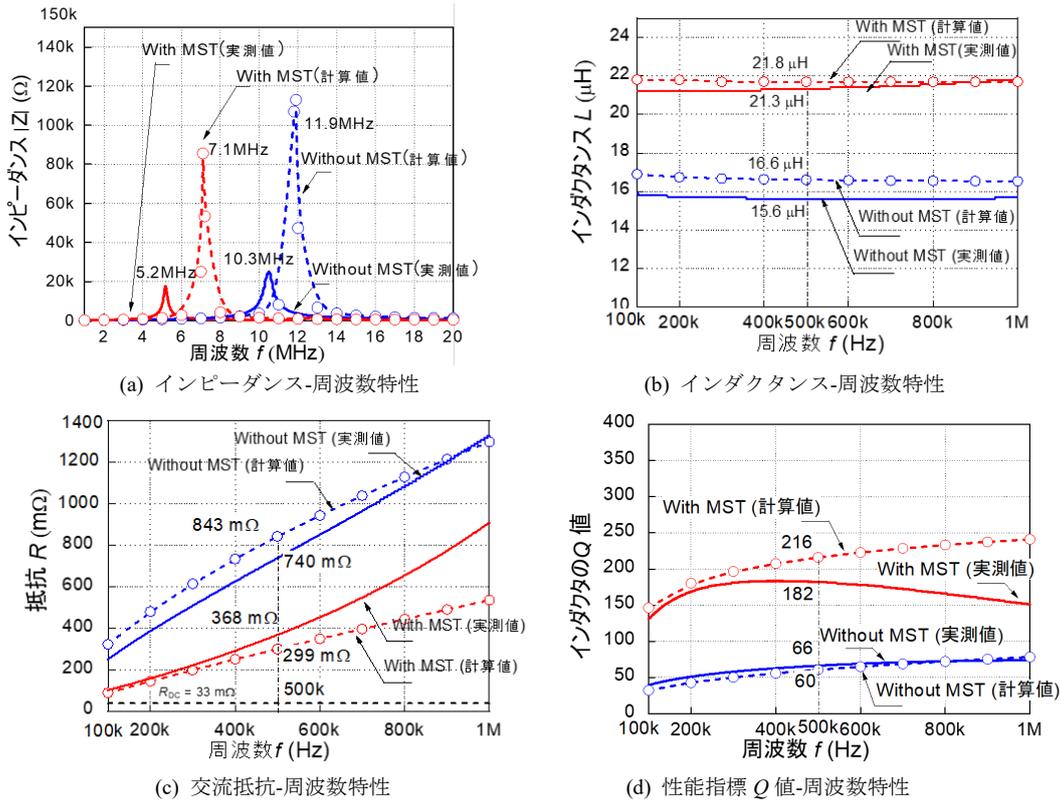
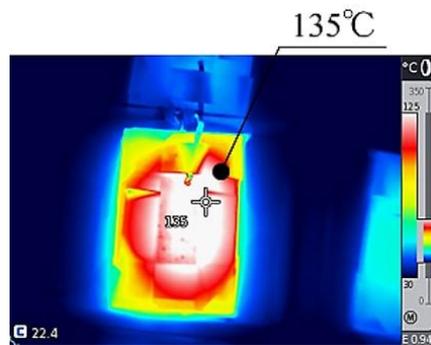


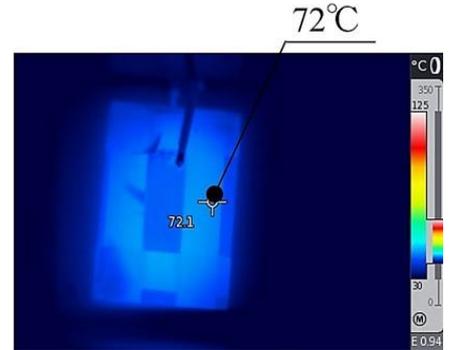
図 2.1.5.32 プレーナインダクタのインピーダンス特性



(a) 外観



(b) MST 適用なし



(c) MST 適用

図 2.1.5.33 インダクタの発熱特性 (出力 $P_o = 800$ W, 時刻 $t = 40$ min 後)

(3) 1 MHz 以上, 100 W 以下コンバータ用

チョップ用インダクタは直流電流に対してインダクタンスの変化が小さいことが求められるが、磁心に対しては直流バイアス磁界に対して透磁率の変化が小さい恒透磁率特性が求められる。1 MHz 以上 (100 W 以下) のチョップ用では、Ni-Zn 系フェライトや微粒子コンポジット磁心、ならびに磁性薄膜を使用したインダクタとコンバータへの適用事例と課題について報告する。

a. Ni-Zn 系フェライトインダクタ

バルク Ni-Zn 系フェライトは EMI 対策用を含めれば国内外の多くの企業から上市されており、バルク Ni-Zn フェライトを用いたインダクタはチップ部品も含めれば非常に多くが製品化されている。

Hayashi ら⁽²⁵⁾ならびに菅原ら⁽²⁶⁾は比透磁率; 200, 飽和磁化; 280 mT の厚さ 0.5 mm のバルク Ni-Zn フェライトを用いて薄型のインダクタを試作し、図 2.1.5.34 に示すような CMOS-IC チップをインダクタ上部に三次元実装したマイクロ DC-DC コンバータを開発した。コンバータは降圧チョップ式であり、2.7~5.5 V 入力-0.8~2.2 V・0.5 A (最大) 出力、スイッチング周波

数は2.7MHzである。図 2.1.5.35 は Ni-Zn フェライトインダクタの直流電流重畳特性を示すものであり、インダクタンスは2.7 MHz, 50 mA の条件で評価している。直流電流 0.3 A のときのインダクタンスは 1.54 μH , 等価直列抵抗は 0.96 Ω である。コイルの直流抵抗は 0.15 Ω である。なお、直流電流ゼロの場合のインダクタンスは 10 MHz までほぼ一定で、 Q の最高値は 3 MHz あたりで約 30 である。図 2.1.5.36 は 3.6 V 入力の場合のマイクロ DC-DC コンバータの効率であり、2.2 V \cdot 0.5 A (1.1 W) 出力時の効率は約 85 % である。コンバータの出力電力密度は約 90 W/cm³ に達するが、CMOS-IC とインダクタとの三次元実装が大きく寄与している。

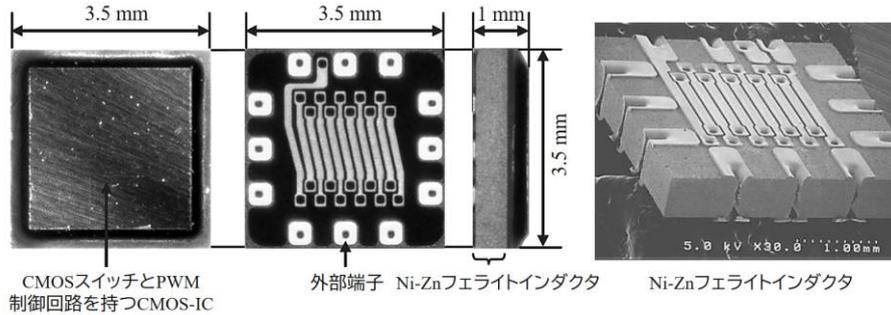


図 2.1.5.34 CMOS-IC チップを Ni-Zn フェライトインダクタ上部に三次元実装したマイクロ DC-DC コンバータ

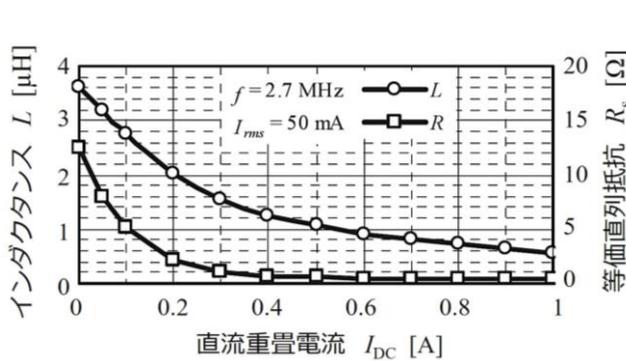


図 2.1.5.35 Ni-Zn フェライトインダクタの直流電流重畳特性

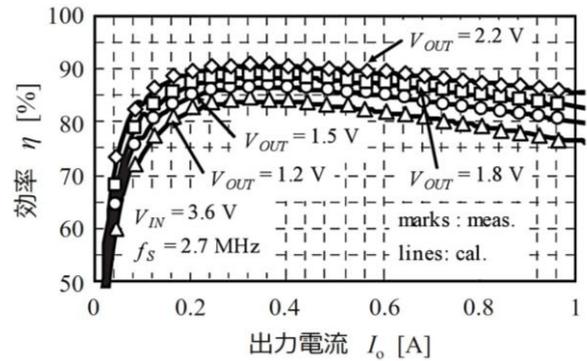


図 2.1.5.36 マイクロ DC-DC コンバータの効率

他にも、数 W 程度の出力のコンバータへの実装を目的として、電気泳動法によって作製した 3 μm 厚の Ni-Zn フェライト薄膜を利用したプレーナインダクタが試作されており⁽²⁷⁾、空心に対して 35% のインダクタンスの増加と 2 MHz で最高の 53 の Q 値を達成している。

スヌークの限界に従う Ni-Zn 系フェライトでは、低透磁率材料は自然共鳴周波数が高いので、透磁率の低い Ni-Zn フェライトは恒透磁率特性を有するとともに高周波での利用も可能になる。しかしながら、前述のように、Ni-Zn フェライトは飽和磁化が 200~300 mT と低いので大電流用途には不向きであることに加え、残留損失の磁束密度振幅に対する非線形性が大きく、熱暴走リスクを持っているので変圧器と同様に、インダクタ応用についても動作磁束密度振幅を十分に小さく設定する必要がある、小容量のコンバータへの実装が多い。

b. 微粒子コンポジット磁心インダクタ

・カルボニル鉄粉コンポジット磁心インダクタ

カルボニル鉄粉コンポジット磁心は比透磁率が 10 以下と低いが、数百 MHz まで透磁率が低下せず、直流バイアス磁界に対する恒透磁率特性を有することもあり、Point of Load 用の降圧コンバータ用インダクタへの実装が進められている。

図 2.1.5.37 は「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心」で述べたキャスト法で作製した 54 vol.%-熱酸化膜付き 1.6 μm カルボニル鉄粉/エポキシコンポジット磁心中に巻線を埋め込んだインダクタの外観と電気特性を示したものであり⁽²⁸⁾、コンポジット磁心の比透磁率は 6 である。自己共振周波数は 50 MHz 以上であり、10 MHz までインダクタンスはほぼ一定の約 400 nH, Q 値は 5 MHz で約 160 である。また、10 A の直流重畳電流に対してもインダクタンスは全く低下しない。

図 2.1.5.38 はと 5 V 入力-1 V 出力 1 MHz スイッチング GaN-FET 降圧チョッパに実装して評価した効率特性を示すものであり、主スイッチのサージ抑制を目的に並列接続した SBD を採用した場合、負荷の広い範囲で 90 % 以上の高い効率を示している。

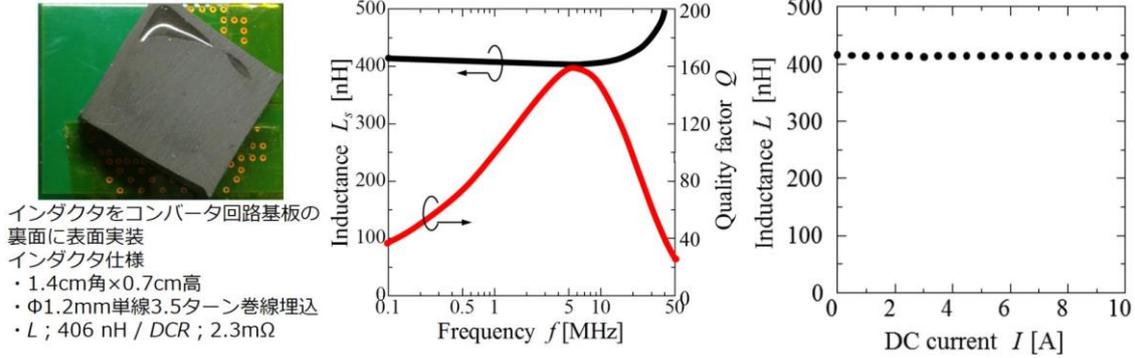


図 2.1.5.37 54 vol.%-熱酸化膜付き 1.6 μm カルボニル鉄粉/エポキシコンポジット磁心中に巻線を埋め込んだインダクタの外観と電気特性

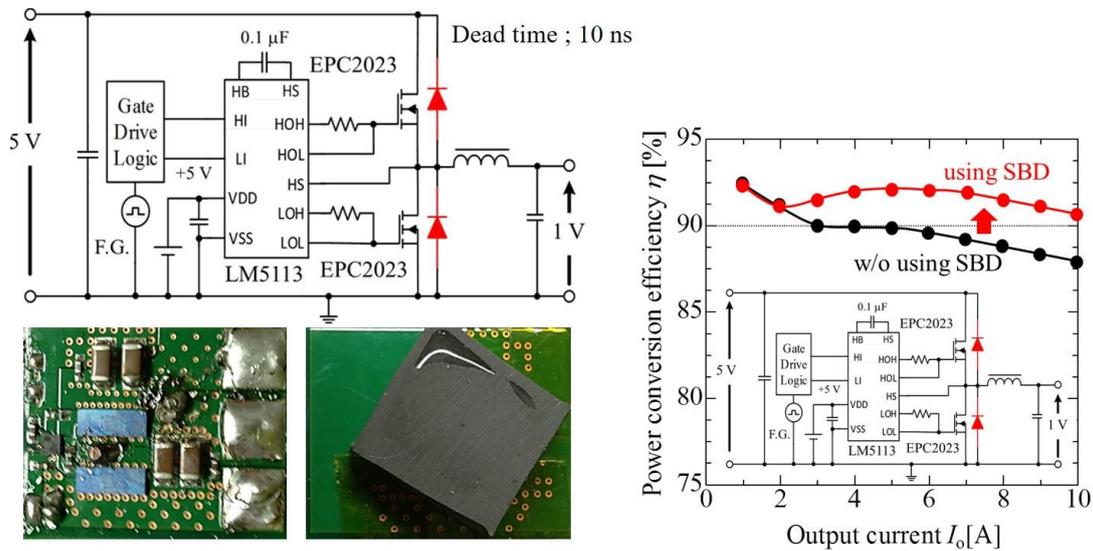


図 2.1.5.38 カルボニル鉄粉/エポキシコンポジット磁心インダクタを実装した 5 V 入力-1 V 出力 1 MHz スイッチング GaN-FET 降圧チョップの効率特性

INTEL の Sankarasubramanian ら⁽²⁹⁾は第 10 世代コア SoC 向け FIVR (Fully Integrated Voltage Regulator) 用のマイクロインダクタアレイを開発した。インダクタンスの目標仕様を表 2.1.5.5 に示す。図 2.1.5.39 は概要を示すものであり、インターポーザと PCB 間の隙間に接続用ハンダボールより低背のインダクタを実装するものであり、インダクタ高さを 180 μm 以下に設定している。カルボニル鉄粉 (CIP) コンポジット磁心内部に 4 本の直線導体が平行に配置され、4 つの直線導体インダクタを併せてマイクロインダクタアレイ (MIA ; Micro Inductor Array) と称している。インダクタアレイのサイズは約 1.3 mm 角である。4 つのインダクタは磁路を共有するのでカップルドインダクタとして四相降圧チョップに利用される。マイクロインダクタアレイの詳細な電気特性は開示されていない。INTEL 第 4 世代コアプロセッサ (Haswell) では⁽³⁰⁾、パッケージ内の配線を利用した空心インダクタが採用されていたが、現在では多相 PoL (Point of Load) コンバータ向けに磁性体を利用したカップルドインダクタへと変遷している。

表 2.1.5.5 マイクロインダクタアレイの目標仕様⁽²⁹⁾

インダクタンス (空心の約 2 倍)	2.5~3 nH
Q 値	> 13 @140 MHz
直流抵抗 (空心の 1/2 以下)	< 20 mΩ
1 個のインダクタの フットプリント (空心の約 1/2)	< 0.5 mm ²
高さ	< 180 μm

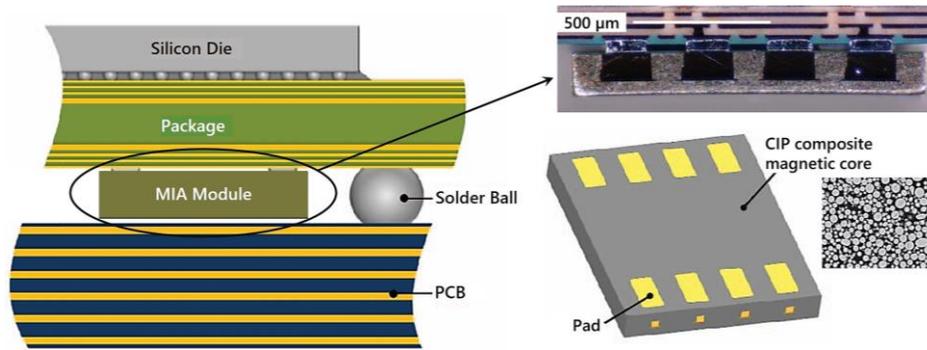


図 2.1.5.39 INTEL 第 10 世代コア SoC 向け FIVR 用マイクロインダクタアレイ⁽²⁹⁾

・扁平粉末コンポジット磁心インダクタ

トーキンの茶谷らは Fe-Al-Si 扁平粉末を用いた高周波電源用コンポジットシート磁心⁽³¹⁾を用いて、縦方向貫通導体の電流によって発生する磁束が高透磁率扁平粉末面内を通る薄型インダクタを開発した⁽³²⁾。Fe-Al-Si 扁平粉末コンポジットシート磁心については「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心、(3-3) 微粒子コンポジット磁心」に詳細を記載した。薄型インダクタでは、Fe-Al-Si 扁平粉末コンポジットシート磁心を PCB 内に埋め込み、Fe-Al-Si 扁平粉末コンポジットシート磁心を貫通する via 導体の個数によって巻数を変える。via 導体電流による磁束は扁平粉末コンポジットシート磁心の面内を通るためシート面内の高い透磁率を利用できる。インダクタのフットプリントは 11×12 mm、高さは 1.5 mm であり、短い貫通 via 導体と PCB 表層の via 導体接続用ベタ導体が相まって直流抵抗は 2 ターンの場合で 2.8 mΩ、3 ターンの場合で 4.4 mΩ と小さい。また、インダクタンスは 2 ターンの場合で約 135 nH、3 ターンの場合で約 280 nH であり、2 ターンの場合は 30 A の直流電流でもインダクタンスの低下は 30 %程度である。薄型インダクタは米国バージニア工科大学の CPES (Center for Power Electronics Systems) で開発された 12 V 入力-3.3 V・18 A 出力の 1 MHz 降圧チョップ DC-DC コンバータに採用された⁽³³⁾。扁平粉末コンポジット磁心薄型インダクタを用いた 12 V 入力-3.3 V 出力 1 MHz スイッチング単相降圧チョップモジュールのフットプリントはインダクタサイズとほぼ同一である。最高効率は 4 A 出力で約 93 %、18 A 出力で 87 %を達成している。

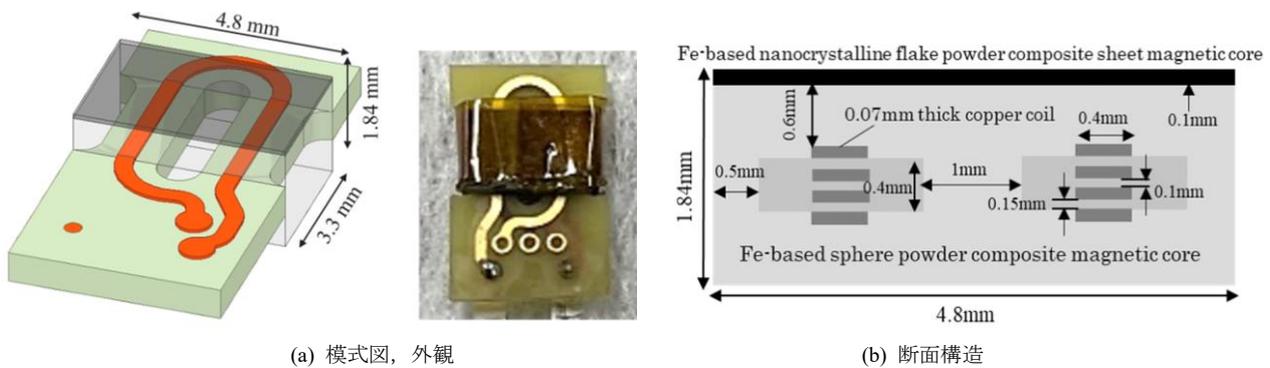


図 2.1.5.40 ハイブリッド磁心カップルドインダクタ⁽³⁴⁾

一方、Kimura ら⁽³⁴⁾は微細ナノ結晶球形粉末コンポジット磁心とナノ結晶扁平粉末コンポジットシート磁心を組み合わせたハイブリッド磁心カップルドインダクタを試作し、24 V 入力-12 V、5 V 出力 12 MHz スイッチング GaN-FET 二相降圧コンバータに実装して評価した結果を報告している。微細ナノ結晶球形粉末コンポジット磁心は熱酸化被膜付き 3.5 μm 径 Fe-Si-B-Nb-Cu-C 粉末を用い、「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心」で述べたキャスティング法によってエポキシ樹脂とコンポジット化している。比透磁率は 10 で 100 MHz まで一定であり、3~50 MHz の範囲で損失係数 $\tan\delta$ は 10^{-3} のオーダーである。FINEMET 組成急冷アモルファス薄帯を出発材料に、アトライターミルによって扁平化し、フットプリント 100~150 μm 粉末に分級した厚さ 1~3 μm のアモルファス扁平粉末をシリコーン樹脂をバインダにメタルマスク印刷した後に 560°C ナノ結晶化熱処理してナノ結晶扁平粉末コンポジットシート磁心を得ている (詳細は「1.2.2 圧粉磁心・微粒子コンポジット磁心」に記載)。比透磁率は 150 で、10 MHz 以上では $\tan\delta$ が 0.1 を超える。周波数 3 MHz、磁束密度振幅 20 mT における鉄損は、微細ナノ結晶球形粉末コンポジット磁心で 400 kW/m³ であり、ベンチマークである Fair Rite 社の Ni-Zn フェライト (67 material, 比透磁率 40) の 1/10 以下、ナノ結晶扁平粉末コンポジットシート磁心で 850 kW/m³ で Ni-Zn フェライトの 1/5 以下である。図 2.1.5.40(a)は試作したハイブリッド磁心カップルドインダクタの模式図と外観を示したものであり、同図(b)は断面構造であ

る。カップルドインダクタ用コイルは4層メタルPCBを用いた2ターンコイル×二層構成であり、二層コイルを取り囲むように三次元等方性で比透磁率10の微細ナノ結晶球形粉末コンポジット磁心で閉磁路構成としている。ナノ結晶扁平粉末コンポジットシート磁心は扁平内で150の比透磁率を有し、**図 2.1.5.40(b)**に示すように、片側の最表面に水平配置している。扁平粉末コンポジットシート磁心の最表面に扁平粉末コンポジットシート磁心を配置した理由は、低透磁率形粉末コンポジット磁心から漏洩する磁束をシールドすることを期待し、扁平粉末コンポジットシート磁心面を下にしてインダクタを回路基板に表面実装する。**図 2.1.5.41**は試作したカップルドインダクタの電気特性を示すものであり、比較のために、インダクタンスの値が近いNi-Znフェライトチップインダクタの電気特性も併記してある。また、図中には磁気シールド用扁平粉末コンポジットシート磁心の有無による違いも示している。試作インダクタもNi-Znフェライトチップインダクタも自己共振周波数は100MHz以上であり、両者ともに数十MHzまではインダクタンスは一定である。 Q 値は両者で大きく異なり、磁気シールドなしの試作インダクタは24MHzで約70の高い値を示し、磁気シールドありの場合にはシールド層の損失が加わるために Q 値が低下するが、3~15MHzの範囲では40以上の高い値を示し、Ni-Znフェライトチップインダクタに比べて高い Q 値を持っている。試作インダクタの直流重畳特性では4Aでもインダクタンスの低下は小さく、二相カップルドインダクタ動作では直流電流起磁力を打ち消すので磁気飽和に対するのマーヅンが大きくなる。**図 2.1.5.42**は試作カップルドインダクタを実装した24V入力-12V、5V出力12MHzスイッチングGa_N-FET二相降圧コンバータの回路トポロジーと外観写真を示したものであり、カップルドインダクタ2個をコンバータ回路基板の裏面に表面実装し、コンバータ回路のフットプリント;1.5cm²、体積;0.75cm³である。**図 2.1.5.43**はコンバータの効率特性を示すものであり、5V・3A(15W)出力で81%、12V・2.5A(30W)出力で92%である。

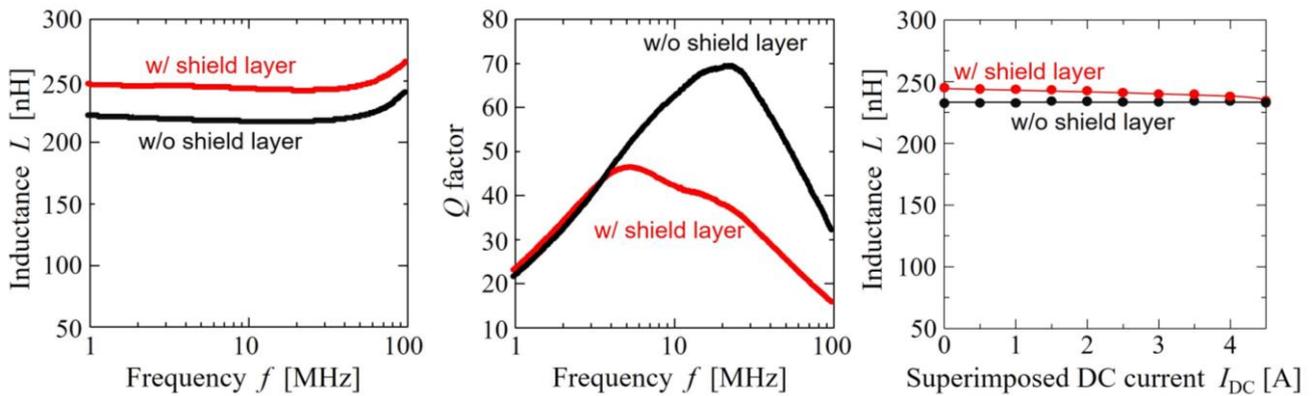


図 2.1.5.41 ハイブリッド磁心カップルドインダクタの電気特性⁽³⁴⁾

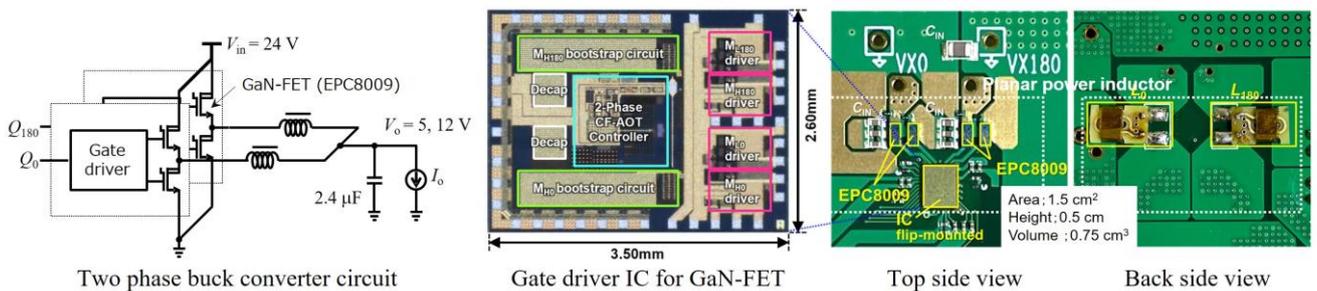


図 2.1.5.42 試作カップルドインダクタを実装した24V入力-12V、5V出力12MHzスイッチングGa_N-FET二相降圧コンバータの上面写真⁽³⁴⁾

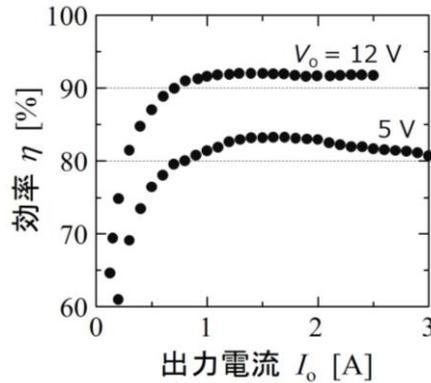


図 2.1.5.43 24 V 入力-12 V、5 V 出力 12 MHz スイッチング GaN-FET 二相降圧コンバータの効率特性⁽³⁴⁾

他に、微細球形粉末コンポジット磁心インダクタを PCB に内蔵した例⁽³⁵⁾、さらに CMOS スイッチや制御系チップを三次元実装したコンバータモジュール⁽³⁶⁾など、多くの事例がある。

c. 磁性薄膜インダクタ

磁性薄膜インダクタとコンバータへの応用については、1990 年代から 2000 年代初めにかけて、我が国を中心に活発に研究開発がすすめられ、Fe-Co-BC ヘテロアモルファス磁性薄膜インダクタと昇圧チョップへの応用⁽³⁷⁾、Co 系アモルファス磁性薄膜インダクタを CMOS コンバータ IC チップにモノリシックに集積した事例⁽³⁸⁾など数 W 出力のマイクロ電源の開発と実用化が相次いだ。その後、マイクロプロセッサなどの LSI への低電圧化にともなう大電流駆動の要請により、Point of Load をさらに進展させた Power Supply on Chip へと変遷した。

図 2.1.5.44 は米国 Ferric が開発した磁性薄膜インダクタの外観を示すものであり⁽³⁹⁾、高速 CMOS スイッチコンバータへの実装を目的に、インダクタのフットプリント面積あたりのインダクタンス密度 300 nH/mm²以上、電流密度 12 A/mm²以上、直流抵抗 50 mΩ以下、カップルドインダクタの場合の結合係数 0.9 以上を仕様として台湾の TSMC においてウェハープロセスで製造されている。磁路断面積を大きく取れず、磁気飽和しやすい磁性薄膜の欠点はカップルドインダクタ構成によって緩和され、実際に、モバイル端末向けのコンバータに採用されている。

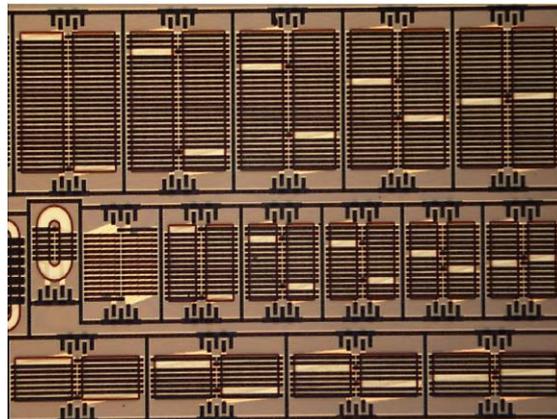


図 2.1.5.44 米国 Ferric の磁性薄膜インダクタ⁽³⁹⁾

米国 EnaChip は 5~30 MHz をターゲットにした薄膜インダクタを開発しており⁽⁴⁰⁾、高飽和磁化 Co-Fe 系アモルファス膜の高スルーットめっきと絶縁膜との積層化技術を保有し、低コストでインダクタを製造できる。図 2.1.5.45 はインダクタの開発例を示すものであり、1 μm×6 層のめっき磁性薄膜と Cu ソレノイドコイルで構成されている。

なお、Power Supply on Chip をテーマにした国際ワークショップが隔年で開催されており⁽⁴¹⁾、Integrated Magnetics という独立セッションが設けられて活発に議論されている。 [佐藤敏郎]

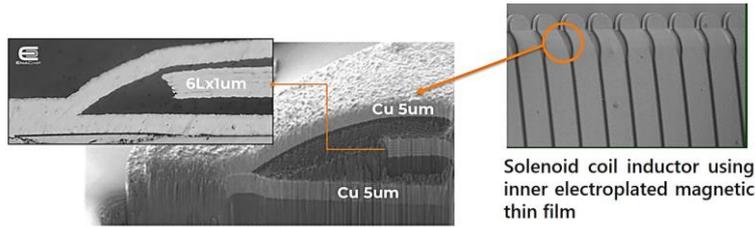


図 2.1.5.45 米国 EnaChip 開発のインダクタの例⁽⁴⁰⁾

1.5.4 交流銅損低減技術

ワイドバンドギャップ半導体の拡大にともなって、小形・軽量かつ高効率な変圧器やインダクタが望まれている。励磁周波数を高周波化することで、巻線の巻数の低減・小形化が可能である。しかし、励磁周波数の高周波化にともなって表皮効果と近接効果に起因する交流抵抗が増加する。巻線の発熱の抑制や効率の向上のためには交流抵抗の低減が必要不可欠である⁽⁴²⁾。

(1) 線材による銅損低減技術（丸線、平角線、リッツ線、撚り線、磁束経路制御）

一般的には丸線や平角線が用いられ表皮効果や近接効果の影響で周波数が高くなると交流抵抗が増加する。そのために、励磁で流れる電流の周波数と線材の透磁率および抵抗率から求められる表皮深さよりも十分小さな導体径を選定する必要がある。ここでは、丸線、平角線、リッツ線、撚り線の交流銅損について説明し、導体を鎖交する磁束を低減する磁束経路制御技術（磁性被覆線、磁性モールドなど）を紹介する。

表 2.1.5.6 に線材の種類と表皮効果および近接効果の抑制効果の有無をまとめた。一般的には丸線や平角線では表皮効果や近接効果の影響で周波数が高くなると交流抵抗が増加する。そのために、電流の周波数と線材の透磁率および抵抗率から求められる表皮深さよりも十分小さな導体径を選定する必要がある。表皮効果および近接効果を抑制するためには細い素線を撚り合わせたリッツ線が用いられることがある⁽⁴³⁾。しかし、1 MHz 以上の周波数帯域では、素線間の静電容量に起因する共振周波数が存在し、共振の影響で抵抗が増加する。そのために、1 MHz 以上の帯域ではリッツ線の優位性がなくなる。また、リッツ線の占積率は 0.4 以下と小さいことから、インダクタや変圧器の小形軽量化には不向きである。

さらに、磁束経路制御技術（MPC）を適用した導線の構造とその効果をまとめた。磁束経路制御技術とは、導線に磁性体を装荷することで表皮・近接効果を抑制して、交流抵抗（銅損）を低減する技術の総称である。丸導線では導線の外周に磁性体を装荷することで、近接効果を抑制する⁽⁴⁴⁾。また、同様にリッツ線の外周に磁性材料を設けることでも近接効果を抑制できる⁽⁴⁵⁾。

平角導線では非磁性絶縁体を導線の幅方向の両面に設け、さらにその外周に磁性体を装荷する⁽⁴⁶⁾。この構造とすることで、表皮効果と近接効果の両者を抑制できる。さらに、基板上に導体パターンを設けた平角導体では、導体にキャップ状に磁性材料を装荷することで、表皮・近

表 2.1.5.6 線材の種類と表皮効果および近接効果の抑制効果

Conductor type		Structure	Suppression of skin effect	Suppression of proximity effect
General wire	Round wire		Ineffective	Ineffective
	Rectangular wire		Ineffective	Ineffective
AC copper loss reduction wire	Litz wire		Effective	Effective
	Round wire with MPC		Ineffective	Effective
	Litz wire with MPC		Effective	Effective
	Rectangular wire with MPC		Effective	Effective
	Board pattern with MPC		Effective	Effective

接効果に起因する銅損を低減できる⁽⁴⁷⁾。磁性体としては、Fe やアモルファス合金、磁性コンポジット材などであり、透磁率が大きくて低鉄損材料が望ましい。

導体には銅やアルミニウム等が用いられる。アルミニウムの抵抗率は銅の抵抗率の 1.6 倍であり、同一の導体断面積では直流抵抗が大きくなる。しかし、平角アルミニウム線の寸法（幅と厚さ）の最適化および磁束経路制御技術の適用によって、平角銅線よりも交流抵抗を低減できる場合がある。また、アルミニウム密度は銅の密度より小さく、巻線の質量は約 1/3 となる。

磁性塗付に用いる磁性材料は、シリコン鉄やナノ結晶材、Fe 系アモルファス材などの中から、比透磁率、飽和磁化などを考慮して選定する必要がある。

図 2.1.5.46 は、ナノ結晶混合球形粉（平均粒径 25 μm と 3 μm の混合粉）用いた磁性テープの磁気特性であり、図(a)に示したように、複素比透磁率 25.4 で損失項を示す μ'' も小さい。さらに、飽和磁化は 798 mT である。

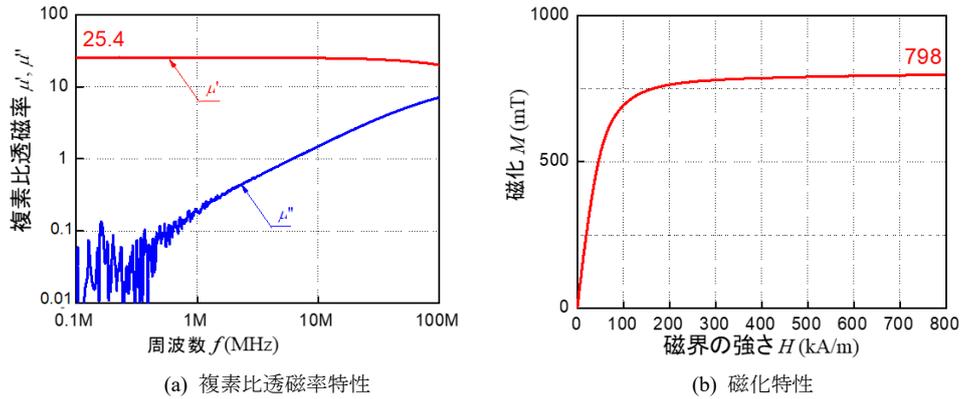


図 2.1.5.46 ナノ結晶混合球形粉を用いた磁性テープの磁気特性

(2) インターリーブ巻線構造による銅損低減技術

インターリーブ巻線構造を採用すると近接効果に起因する交流銅損を低減できる。図 2.1.5.47 (a), (b)にプレーナ変圧器の解析モデルを示した⁽⁴⁸⁾。同図(a)はサンドウィッチ巻のプレーナ変圧器であり、二次側巻線が一次側巻線をはさんでいる。同図(b)はインターリーブ巻のプレーナ変圧器であり、一次側巻線 P、二次巻線 S1、S2 が上から S1-S1-P-S1-P-S1-S2-P-S2-P-S2-S2 とレイアウトされている。

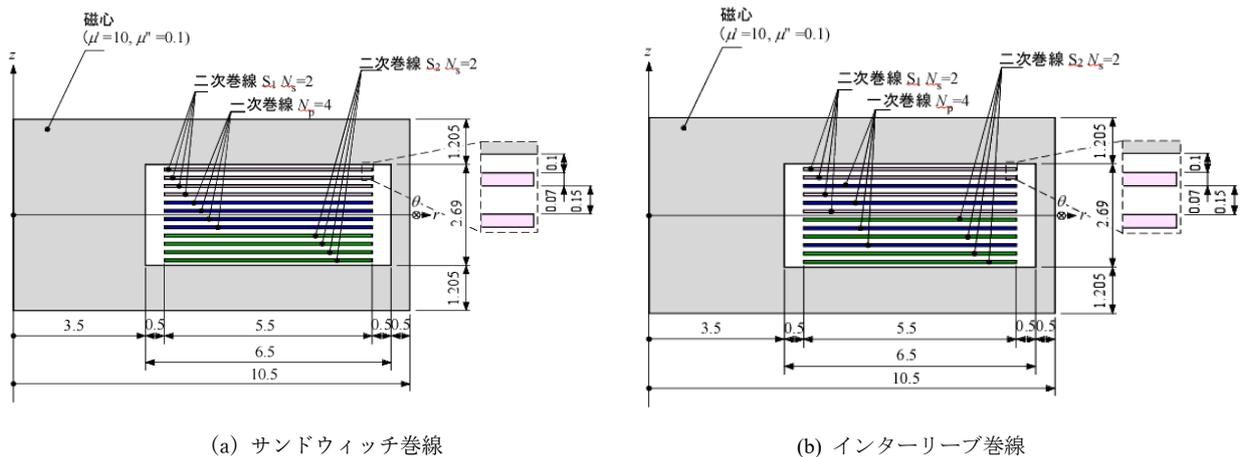


図 2.1.5.47 サンドウィッチ巻線とインターリーブ巻線を持つ変圧器

図 2.1.5.48 は、サンドウィッチ巻線とインターリーブ巻線を持つ変圧器の一次巻線の抵抗比較であり、二次側 S1 短絡時における一次側抵抗 R_{sh1} を示した。また、サンドウィッチ巻およびインターリーブ巻の解析結果についてもプロットしてある。インターリーブ巻線抵抗は、サンドウィッチ巻線抵抗よりも小さい。周波数 5 MHz における R_{sh1} は 132.9 m Ω であり、近接効果に起因する交流抵抗の増加を抑制している。

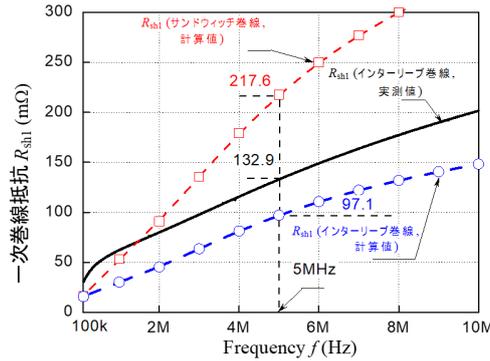


図 2.1.5.48 サンドウィッチ巻線とインターリーブ巻線を持つ変圧器の一次巻線の抵抗比較

(3) 磁気回路構造による銅損低減技術

フリンジング磁束が巻線に鎖交すると交流銅損が増加する⁽⁴⁹⁾。図 2.1.5.49 は、湾曲ギャップを用いた近接効果に起因する交流銅損の低減方法である。ギャップの磁心を湾曲状とすることで、巻線に作用するフリンジング磁束を低減して、近接効果に起因する交流銅損を減少させることができる。また、ギャップを多数設けて 1 ケ所あたりのギャップの長さを短くして、フリンジング磁束の磁路を短くし、巻線に磁束が作用しないようにして近接効果に起因する交流銅損の増加を抑制する方法もある。

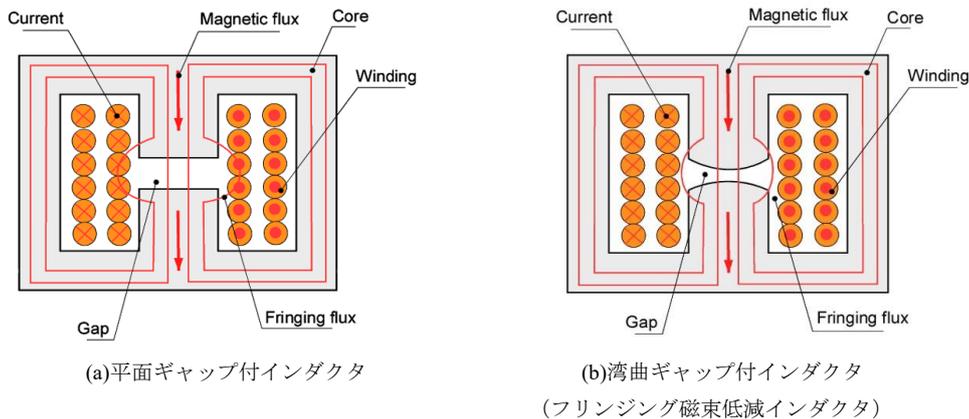


図 2.1.5.49 湾曲ギャップを用いた近接効果に起因する交流銅損の低減

[水野勉]

文献

- 1) https://www.proterial.com/products/soft_magnetism/non_cut_core.html
- 2) <https://detail-infomation.com/transformer-core-type/>
- 3) https://www.proterial.com/products/soft_magnetism/cut_core.html
- 4) Mohamed H. Ahmed, Michael A. de Rooij, Jianjing Wang : “High-Power Density, 900-W LLC Converters for Servers Using GaN FETs: Toward Greater Efficiency and Power Density in 48 V to 6/12 V Converters”, *IEEE Power Electronics Magazine*, Vol.6, No.1, pp.40-47, DOI: 10.1109/MPEL.2018.2886106 (2019)
- 5) Yusuke Hayashi, Hajime Toyoda and Akira Matsumoto : “Contactless DC connector based on GaN LLC converter for next generation data centers”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, Vol.51, No.4, pp.3244-3251, DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869792 (2015)
- 6) Hwa-Pyeong Park, Hyun-Jun Choi, Jee-Hoon Jung : “Design and Implementation of High Switching Frequency LLC Resonant Converter for High Power Density”, *International Conference on Power Electronics-ECCE*, Vol.9, p.504, DOI: 10.1109/ICPE.2015.7167832 (2015)
- 7) Masato Chigira, Yuichi Nagatsuka, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe, Tomio Yasuda and Akira Suzuki : “Small-size Light-weight Transformer with New Core Structure for Contactless Power Transfer System of Electric Vehicle”, *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Vol.17, No.22, p.264, DOI: 10.1109/ECCE.2011.6063778 (2011)
- 8) 中西宏太, 志村和大, 佐藤光秀, 水野勉 : 「磁性テープ巻平角線を用いたトランスによる 500 kHz 帯 LLC 共振コンバータの効率改善」, 第 36 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム (SEAD36) , OS3-8-3, pp.295- 300 (2024)
- 9) Alex J. Hanson, Julia A. Belk, Seungbum Lim, Charles R. Sullivan and David J. Perreault : “Measurements and Performance Factor Comparisons of Magnetic Materials at High Frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.31, No.11, pp.7909-7925, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2514084 (2016)
- 10) Tony Sagneri : “The challenge of VHF power conversion”, *2016 Applied Power Electronics Conference & Exposition*, Prenary Session, Long Beach, CA, USA (2016)
- 11) A. Hariya, H. Yanagi, Y. Ishizuka, K. Matsuura, S. Tomioka and T. Ninomiya : “5 MHz PWM-controlled current-mode resonant DC-DC converter using GaN-FETs”, *Proceedings of the 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima -ECCE-ASIA)*, pp.3630-3637 (2014)

- (12) Haiwang Li, Kaiyun Zhu, Kaibo Lei, Tiantong Xu and Hanxiao Wu : “Integrated MEMS Toroidal Transformer With Ni-Zn Ferrite Core for Power Supply on Chip”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.37, No.9, pp.10075-10080, DOI: 10.1109/TPEL.2022.3160698 (2022)
- (13) Yibo Wang, Xiaosheng Wang, Liping Mo, K.T. Chau, C.Q. Jiang and Weisheng Guo : “Temperature-dependent magnetic characteristics and thermal runaway assessment in passive-cooled inductive power transfer systems”, *Energy*, Vol.332, 137173, doi.org/10.1016/j.energy.2025.137173 (2025)
- (14) Christopher G. Oliver : “Powder Core Materials for Magnetic Components in GaN and SiC Power Devices”, *2016 Applied Power Electronics Conference (APEC2016)*, Industry Session, IS09.6, Long Beach, CA, USA (2016)
- (15) Ryoko Sugano, Yuchong Sun and Hiroo Sekiya : “High-frequency resonant gate driver with isolated class-E amplifier”, *Nonlinear Theory and Its Applications, IEICE Japan*, Vol.9, No.3, pp.358-373, doi.org/10.1587/nolta.9.358 (2018)
- (16) 佐藤敏介, 杉村佳奈子, 佐藤敏郎, 曾根原誠, 竹内英樹 : 「表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの試作とフライバックコンバータへの応用」, 日本磁気学会論文特集号, Vol.1, No.1, pp.44-52, doi.org/10.20819/msjtsmj.17TR110 (2017)
- (17) Kanako Sugimura, Daisuke Shibamoto, Naoki Yabu, Tatsuya Yamamoto, Makoto Sonehara and Toshiro Sato : “Surface-Oxidized Amorphous Alloy Powder/Epoxy-Resin Composite Bulk Magnetic Core and Its Application to Megahertz Switching LLC Resonant Converter”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.53, No.11, #2801406, DOI: 10.1109/TMAG.2017.2718042 (2017)
- (18) 川崎淳, 志村和大, 川田奈波, 佐藤光秀, 曾根原誠, 佐藤敏郎, 水野勉, 宮地幸祐 : 「Fe系ナノ結晶扁平粉末とFe系アモルファス球形粉末を用いた10MHz帯絶縁プレーナトランスの検討」, 電気学会基礎・材料・共通部門マグネティクス/産業応用部門リニアドライブ合同研究会資料, MAG22-047/LD22-030, pp.5-10 (2022)
- (19) Fellype do Nascimento, Antonio C. C. Telles, Ednan Joanni and Ricardo C. Teixeira : “A Survey on Microtransformers”, *Journal of Integrated Circuits and Systems*, Vol.16, No.2, pp.1-12, doi.org/10.48550/arXiv.2106.04554 (2021)
- (20) Wenhui Qin, Xin Yang, Shaoyu Ma, Fang Liu, Yuanyuan Zhao and Tianting Zhao : “An 800mW fully integrated galvanic isolated power transfer system meeting CISPR 22 Class-B Emission Levels with 6dB Margin”, *2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC2019)*, pp.246-248, San Francisco, CA, USA, DOI: 10.1109/ISSCC.2019.8662349 (2019)
- (21) Zhuo Yue, Ma Shaoyu, Zhao Tianting, Qin Wenhui, Zhao Yuanyuan, Guo Yingjie : “A 52% Peak-Efficiency >1W Isolated Power Transfer System Using Fully Integrated Magnetic-Core Transformer”, *2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC2019)*, pp.244-246, San Francisco, CA, USA, DOI: 10.1109/ISSCC.2019.8662301 (2019)
- (22) Lin Cheng, Zuohuan Chen, Daquan Yu and Dongfang Pan : “A high-efficiency transformer-in-package isolated DC-DC converter using glass-based fan-out wafer-level packaging”, *Fundamental Research*, Vol.4, No.6, pp.1407-1414, doi.org/10.1016/j.fmre.2023.05.003 (2024)
- (23) K. Shimura, T. Kanaya, S. Kobayashi, M. Sato, M. Sonehara, T. Sato and T. Mizuno : “Reduction of Alternating-Current Resistance and Heat Generation of Spiral Inductors with Magnetic Sealing Technique”, *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Vol.18, No.9, doi.org/10.1002/tee.23873 (2023)
- (24) 室崎遥, 志村和大, 佐藤光秀, 水野勉 : 「磁気封止技術を適用した非絶縁昇圧型DC-DCコンバータ用インダクタの自己共振周波数を考慮した設計」, 第36回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム (SEAD36), OS3-8-4, pp.301-306 (2024)
- (25) Z. Hayashi, Y. Katayama, M. Edo and H. Nishio : “High-efficiency dc-dc converter chip size module with integrated soft ferrite”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.39, No.5, pp.3068-3072 (2003), DOI: 10.1109/TMAG.2003.815895 (2003)
- (26) 菅原聡, 山田耕平, 西尾春彦, 江戸雅晴, 佐藤敏郎, 山沢清人 : 「携帯機器用マイクロDC-DCコンバータの特性解析と過渡応答特性の改善」, 電気学会産業応用部門誌, Vol.128, No.12, pp.1373-1380, doi.org/10.1541/ieejias.128.1373 (2008)
- (27) Jae-Jin Lee, Yang-Ki Hong, Seok Bae, Ji-Hoon Park and Jeevan Jalli : “High-Quality Factor Ni-Zn Ferrite Planar Inductor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.46, No.6, pp.2417-2420, DOI: 10.1109/TMAG.2010.2044377 (2010)
- (28) 佐藤敏郎 : 「SiC/GaNパワーデバイスMHz帯スイッチングDC-DCコンバータの先導研究」, SiCアライアンス広報委員会・企画委員会共催研究会 (2016)
- (29) Malavarayan Sankarasubramanian, Kaladhar Radhakrishnan, Yongki Min, William Lambert, Michael J Hill and Ashay Dani : “Magnetic Inductor Arrays for Intel® Fully Integrated Voltage Regulator (FIVR) on 10th generation Intel® Core™ SoCs”, *2020 IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pp.399-403, DOI: 10.1109/ECTC32862.2020.00071 (2020)
- (30) Nasser Kurd, Muntaquim Chowdhury, Edward Burton, Thomas P. Thomas, Christopher Mozak and Brent Boswell : “Haswell: A Family of IA 22 nm Processors”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.50, No.1, pp.49-58, DOI: 10.1109/JSSC.2014.2368126 (2014)
- (31) 御子柴駿, 嶋博司, 茶谷健一 : 「軟磁性金属扁平粉末を用いた高周波電源用薄型磁心材料の開発」, 第42回日本磁気学会学術講演概要集, 13aC-3 (2018)
- (32) Ken'ichi Chata'ni : “Soft magnetic Metal-flake Composite Material Suitable for Highly Integrated Power Modules”, *2018 International Symposium on 3D Power Electronics Integration and Manufacturing (3D PEIM2018)*, College Park, Maryland, USA (2018)
- (33) Dongbin Hou, Yipeng Su, Qiang Li and Fred C. Lee : “Improving the Efficiency and Dynamics of 3D Integrated POL”, *Proceedings of 2015 Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC2015)*, pp.140-145, Charlotte, NC, USA (2015)
- (34) Soichi Kimura, Kota Koike, Motohiro Kanai, Ryohei Miyata, Toshitaka Minamisawa, Kousuke Miyaji, Makoto Sonehara and Toshiro Sato : “Fabrication of Fe-based Nanocrystalline Spherical and Flake Powder Composite Magnetic Cores for Tens of MHz and their Application to Planar Power Inductor”, *IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials*, Vol.144, No.6, pp.199-206, doi.org/10.1541/ieejfms.144.199 (2024)
- (35) T. Akiyama, S. Ishida, T. Shirasawa, T. Fukuoka, S. Hara, H. Yoshida, M. Sonehara, T. Sato and K. Miyaji : “Integrated CMOS Switch Buck DC-DC Converter Fabricated in Organic Interposer with Embedded Magnetic Core Inductor”, *Journal of the Magnetics Society of Japan*, Vol.43, No.3, pp.64-69 (2019), doi.org/10.3379/msjmag.1905R005 (2019)
- (36) Takanobu Fukuoka, Yuki Karasawa, Tomoki Akiyama, Ryoutaro Oka, Shu Ishida, Tomohiro Shirasawa, Makoto Sonehara, Toshiro Sato and Kousuke Miyaji : “An 86% Efficiency, 20MHz, 3D-Integrated Buck Converter with Magnetic Core Inductor Embedded in Interposer Fabricated by Epoxy/Magnetic-Filler Composite Build-Up Sheet”, *Proceedings of the 34th Applied Power Electronics Conference and Exposition 2019 (APEC2019)*, pp.1561-1566 (2019)
- (37) T. Sato, T. Inoue, H. Tomita, S. Yatabe, K. Nishijima, Y. Tokai, M. Nameki, N. Saito and T. Mizoguchi : “5MHz switching micro dc-dc converter using planar inductor”, *Proceedings of the 1996 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'96)*, Boston, MA, USA, pp.485-490 (1996)
- (38) 江戸雅晴, 中澤治雄, 林善智, 片山靖, 松崎一夫, 米澤栄一 : 「薄膜インダクタを集積した超小型DC/DCコンバータ」, 電気学会基礎・材料・共通部門誌, Vol.120, No.3, pp.277-282, doi.org/10.1541/ieejfms1990.120.3_277 (2000)
- (39) Noah Sturcken : “INTEGRATED POWER MANAGEMENT WITH FERROMAGNETIC THIN-FILM POWER INDUCTORS”, *2018 International Workshop on Power Supply on Chip (PwrSoc2018)*, Hsinchu, Taiwan (2018)
- (40) Trifon Liakopoulos, Matt Wilkowski, Kamyar Ahmadi and Mo Khodadadi : “Scalable Integrated Magnetics : A Cost-Effective and Efficient Solution for Vertical Power”, *2023 International Workshop on Power Supply on Chip (PwrSoc2023)*, Hannover, Germany (2023)
- (41) <https://psma.com/conferences/PwrSoC>
- (42) J.D. Lavers, V. Bolborici : “Loss comparison in the design of high frequency inductors and transformers”, *IEEE Transaction on magnetics*, Vol.35, No.5, pp.3541-3543, DOI: 10.1109/20.800583 (1999)
- (43) 水野勉, 神谷旭, 志村祐介, 飯田和剛, 山本大輔, 宮尾直樹, 笹平秀昭 : 「リッツ線の素線数が交流抵抗に与える影響に関する検討」, 日本AEM学会誌, Vol.18, No.3, pp.300-305(2010)

- (44) T. Mizuno, S. Enoki, T. Hayashi, T. Asahina and H. Shinagawa : “Extending the linearity range of eddy-current displacement sensor with magnetoplated wire”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.43, No.2, pp.543-548, DOI: 10.1109/TMAG.2006.887853 (2007)
- (45) Yinggang Bu, Shun Endo and Tsutomu Mizuno : “Improvement in the transmission efficiency of EV wireless power transfer system using a magnetoplated aluminum pipe”, *IEEE Transactions on magnetics*, Vol.54, No.11, 8401205, DOI: 10.1109/TMAG.2018.2840109 (2018)
- (46) 鳥島健太, 志村和夫, 佐藤光秀, 水野勉 : 「磁束経路制御技術を用いた平角銅線の交流銅損の低減」, *電気学会論文誌 A*, Vol.140, No.7, pp.364-371, DOI: 10.1541/ieejfms.140.364, DOI: 10.14243/jsaem.28.128 (2020)
- (47) Yuta Tokudaiji, Daichi Miura, Yusuke Hattori, Kohei Murasato, Yinggang Bu and Tsutomu Mizuno : “AC resistance reduction of a flexible wireless power transmission coil using magnetic path control technology at 13.56 MHz”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.55, No.7, 8401407, DOI: 10.1109/TMAG.2019.2895239 (2019)
- (48) 志村和夫, 田中大登, 佐藤光秀, 水野勉 : 「インターリーブ巻を適用した LLC 共振形コンバータ用ブレーナトランスの銅損低減」, *日本 AEM 学会誌*, Vol.28, No.2, pp.128-133, DOI: 10.14243/jsaem.28.128 (2020)
- (49) 嶋本椋太, 清水敏久 : 「フリンジングロス簡易計算法の妥当性検証」, *電気学会論文誌 A*, Vol.140, No.11, pp.522-528, DOI:10.1541/ieejfms.140.522 (2020)

1.6 Steinmetz 係数の実例

キーワード: Steinmetz パラメータ, 磁心損失

式(2.1.1.9)に記述したように, Steinmetz (SE) 式は代表的な鉄損モデリングにおける数学的表現であり, 正弦波励磁における鉄損 P (W/m^3)を表した現象論的な式である。SE 式で表されている α と β は周波数と最大磁束密度のべき乗を表す SE パラメータである。表 2.1.6.1 には, さまざまな軟磁性材料における SE パラメータで表されている α および β をまとめた。Fe 系軟磁性合金材料およびアモルファス合金材料の α と β は, いずれもフェライトに比べて低くなっている。図 2.1.6.1 は, 異なる軟磁性材料からなる圧粉磁心における鉄損の周波数依存性である。いずれの材料においても鉄損は周波数に対して対数スケールで線形的に増加している。これらの材料のなかで Fe-Si-Al が最も鉄損が低くなっている。また, 図 2.1.6.2-2.1.6.4 は, Fe-Si, Fe-Si-Al と Fe-Ni といった圧粉磁心において, 正弦波励磁かつゼロバイアスでの設定で測定した最大磁束密度の異なる鉄損の周波数依存性と SE パラメータで表される α および β である。材料の種類および最大磁束密度に関係なく, いずれの圧粉磁心における鉄損も周波数に対して対数スケールで線形的に増加している。また, いずれの圧粉磁心においても, 材料の組成等に関係なく SE パラメータで表されている α および β は, 1.01 から 1.69 および 1.96 から 2.37 の範囲となっている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。

この式は変圧器やインダクタなどの磁気素子の設計および動作解析に広く利用されている。圧粉磁心の鉄損を簡便かつ効率的に概算できることから, 磁気素子の初期設計や簡易評価において有用である。

表 2.1.6.1 さまざまな軟磁性材料における Steinmetz パラメータ (α および β)

材料	α	β
Fe-Si	1.1-1.5	2.0-2.2
Fe-Ni	1.0-1.6	2.0-2.2
Fe-Si-Al	1.0-1.5	2.0-2.4
Fe-Ni-Mo	1.3-1.6	~ 2.1
Ferrite (Proterial)	1.8-3.2	2.4-3.6
Amorphous (Proterial)	~ 1.4	~ 2.5

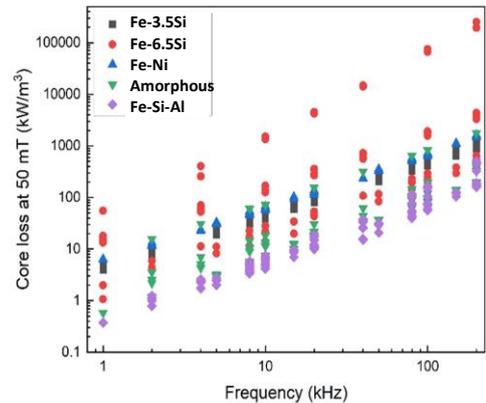


図 2.1.6.1 さまざまな軟磁性材料からなる圧粉磁心における鉄損の周波数依存性

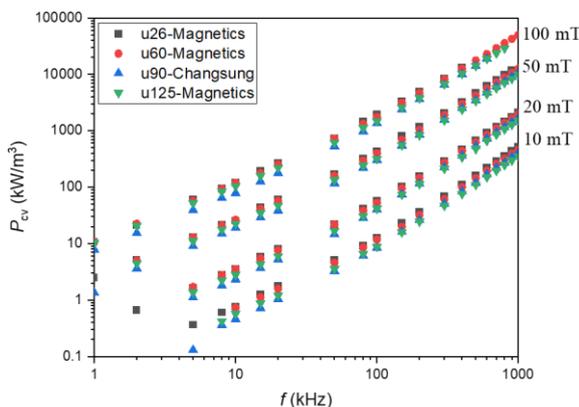
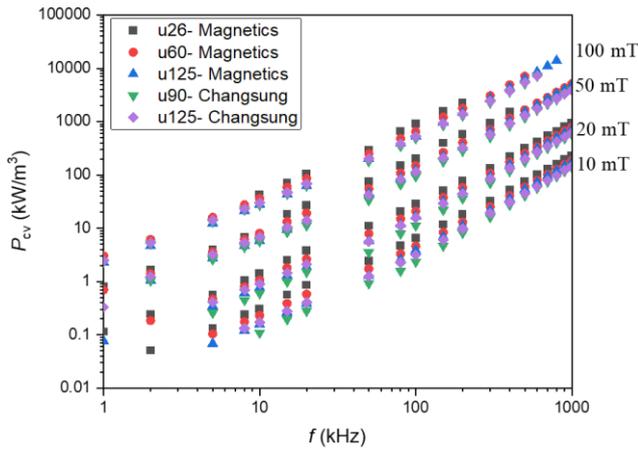


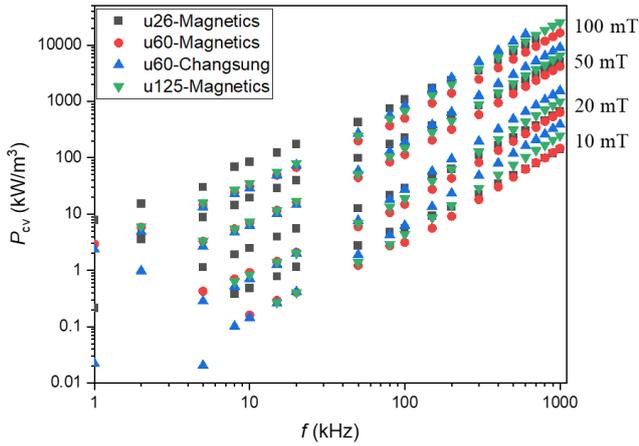
図 2.1.6.2 Fe-Si からなる圧粉磁心における最大磁束密度の異なる鉄損の周波数依存性と SE パラメータ (α と β)

Fe-Si cores		$P_{cv} = kf^\alpha B_m^\beta$		
FeSi cores	k	α	β	f - kHz
μ 26-Magnetics	1218	1.11	2.11	< 50
	140	1.51	1.97	≥ 50
μ 60-Magnetics	1272	1.13	2.17	< 50
	156	1.50	2.10	≥ 50
μ 90-Changsung	800	1.17	2.17	< 50
	90	1.55	1.98	≥ 50
μ 125-Magnetics	1299	1.11	2.21	< 50
	147	1.50	2.05	≥ 50



Fe-Si-Al cores	k	α	β	f - kHz
μ 26-Magnetics	161	1.45	2.16	< 100
	109	1.45	2.03	≥ 100
μ 60-Magnetics	218	1.31	2.14	< 100
	43	1.58	2.05	≥ 100
μ 125-Magnetics	138	1.36	2.13	< 100
	24	1.67	2.07	≥ 100
μ 90-Changsung	237	1.33	2.37	< 100
	24	1.63	2.07	≥ 100
μ 125-Changsung	192	1.32	2.20	< 100
	39	1.55	2.04	≥ 100

図 2.1.6.3 Fe-Si-Al からなる圧粉磁心における最大磁束密度の異なる鉄損の周波数依存性と SE パラメータ (α と β)



Fe-Ni cores	k	α	β	f - kHz
μ 26-Magnetics	1056	1.01	2.12	< 50
	138	1.41	2.06	≥ 50
μ 60-Magnetics	306	1.15	2.15	< 50
	35	1.55	2.01	≥ 50
μ 60-Changsung	185	1.40	2.22	< 50
	45	1.62	1.96	≥ 50
μ 125-Magnetics	306	1.16	2.15	< 50
	35	1.56	2.01	≥ 50

図 2.1.6.4 Fe-Ni からなる圧粉磁心における最大磁束密度の異なる鉄損の周波数依存性と SE パラメータ (α と β)

例えば、フェライト磁心や積層鋼板の場合には、それらの損失の予測から、効率や熱設計の要求を満足する適切な材料および形状選定を支援する。また、パワエレ分野のシミュレーションツールや設計支援ソフトウェアに組み込まれ、コンバータ、インバータ、高周波磁気回路の動作解析においても重要な役割を果たしている⁽⁴⁾。

その一方で、磁気素子の設計に関しては、SE 式による単なる損失推定だけでなく、さまざまな要件を考慮する必要がある⁽⁴⁾⁽⁵⁾。具体的には、トロイダル形状の磁心の場合には、漏れ磁束を抑制し小型化に寄与する。E 形状の磁心 (E コア) の場合には、製造の面で優れる。また、薄い積層板や分割構造の導入によって渦電流損失を抑制できる。磁気素子の駆動周波数は、素子の性能および体積のバランスにおいて重要な要件である。また、磁気素子からの放熱は、主に鉄損により発生する。したがって、磁気素子が長期的に安定した動作を維持するためには、素子からの放熱を管理する必要があり、効果的な冷却対策を施すことが重要である。さらに、材料選定に関しては、保磁力が低く電気抵抗の高い軟磁性材料の選択によって、ヒステリシス損失と渦電流損失の低減につなげることが可能である。また、アモルファス合金材料やナノ結晶合金材料を選択することによって、損失をさらに低減できる可能性がある。このように、形状・周波数・放熱に対する設計・材料の選定をうまく組み合わせることによって、高性能かつ小型の磁気素子を実現し、鉄損を効果的に制御できる可能性がある。

文献

- (1) Proterial, Ltd., [Metal Powder Core HRM series | Proterial, Ltd.](#)
- (2) Magnetics®, [Magnetics - Powder Cores Manufacturer](#)
- (3) Daniela Rodriguez-Sotelo, Martin A. Rodriguez-Licea, Ismael Araujo-Vargas, Juan Prado-Olivarez, Alejandro-Israel Barranco-Gutiérrez and Francisco J. Perez-Pinal :

“Power Losses Models for Magnetic Cores: A Review”, *Micromachines*, Vol.13, p.418, DOI:org/10.3390/mi13030418 (2022)

- (4) Zenong Li, Weijian Han, Zhen Xin, Qing Liu, Jianliang Chen, Poh Chiang Loh : “A Review of Magnetic Core Materials, Core Loss Modeling and Measurements in High-Power High-Frequency Transformers”, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Vol.7, pp.359-373, DOI: 10.24295/CPSSPEA.2022.00033 (2022)
- (5) Minkai Mu : “High Frequency Magnetic Core Loss Study”, a thesis for a doctorate (PhD), Virginia Polytechnic Institute and State University (2013)

1.7 磁気部品の材料・製造過程のトレードオフ

キーワード：磁性粉末コア，軟磁性特性，実用応用

磁気素子の材料・製造過程では，さまざまな要素のトレードオフを考慮する必要がある。本節では，磁気素子として用いられる圧粉磁心について，材料の機械特性（硬度），熱処理過程，充填率，プレス圧力，寸法といった合成条件に焦点を当てる。

1.7.1 硬度

圧粉磁心に用いる軟磁性材料の硬度は，その磁気特性，機械的特性および製造過程に影響を与える⁽¹⁾⁽²⁾。表 2.1.7.1 は，圧粉磁心に用いる代表的な軟磁性材料の硬度をまとめたものである。Fe-Ni や Fe-Ni-Mo 合金の硬度は Fe と同等もしくは Fe に比べて低くなっている。一方で，Fe-Si 合金の硬度は Fe と同等もしくは Fe に比べて硬くなる傾向にある。また，軟磁性コンポジット材は Fe に比べて最大で 2 倍程度硬く，フェライト材の場合には Fe に比べて 3 倍以上硬くなっている。

硬度の低い材料を用いた圧粉磁心の場合には，プレス成形時に塑性変形を起こしやすく，圧粉磁心の充填率が高くなる。その一方で，硬度の高い材料を用いた圧粉磁心の場合には，プレス成形時に変形しにくく，圧粉磁心の充填率を向上させることが難しい。また，過度なプレス圧力を加えると，硬度の高い材料を用いた圧粉磁心や大型圧粉磁心では亀裂が生じ易い。このように，圧粉磁心では材料の硬度（塑性変形のし易さ）が充填率と密接に関連している。特に Fe 系粉末のような延性の高い材料では，さらなる変形によって充填効率が向上する。

以上から，圧粉磁心に使用される軟磁性材料の硬度に応じて，最適なプロセス条件や添加材料を慎重に制御し，磁気特性，機械的強度，製造過程のバランスを取る必要がある。

1.7.2 熱処理過程

圧粉磁心の熱処理過程では，熱処理温度と熱処理中の雰囲気は圧粉磁心の基本特性に影響を及ぼす重要な要素であり，これらの要素を精密に制御することが圧粉磁心の磁気特性と機械的耐久性を最適化する上で必要不可欠である⁽³⁾⁽⁶⁾。

熱処理温度に関しては，圧粉磁心を構成する軟磁性材料における特性の熱による劣化を防ぎ，材料の飽和磁束密度や比透磁率などの磁気特性を最適化するために温度だけでなく昇温・冷却速度を慎重に設定する。Fe-Si や Fe-Ni 合金などの Fe 基合金系粉末では，合金の種類によって異なる熱処理温度が必要とされる。その一方で，アモルファス合金材料やナノ結晶合金材料のような複数の元素からなる軟磁性材料では，狙った結晶構造と磁気特性を達成するために，より厳密な温度管理（昇温速度・冷却速度）が必要である。図 2.1.7.1 に示すように，Fe-6.5wt.%Si 粉末からなる圧粉磁心における交流保磁力と 1 サイクルあたりの損失は，いずれも熱処理温度によって顕著に変化した。これらの原因は構造変化もしくは樹脂の熱による劣化の影響によるものと考えられる。また，アモルファス合金材料では，ガラス転移温度や結晶化温度，および原材料の組成を考慮しながら，構造制御の最適化を慎重に検討する必要がある。

また，熱処理中の雰囲気に関しては，圧粉磁心の酸化を防止することや，磁心内での元素の拡散を抑制することができ，主に真空，アルゴン，窒素，水素などの雰囲気下で熱処理が行われる。真空雰囲気下の熱処理では，圧粉磁心の酸化を防止し，粉末の純度とその磁気特性を維持することが可能である。アルゴンや窒素雰囲気下の熱処理では，単に圧粉磁心の酸化を防止するだけでなく，粉末自体の相変態を促進する。そのため，これらの雰囲気下での熱処理は幅広く使われている。また，水素雰囲気下での熱処理では，主に鉄系粉末において，それらの表面の酸化物を還元して粒子間の結合性，他の元素との反応の活性化を促進することや，磁気特性を向上させることができる。これらの雰囲気を選択は，圧粉磁心の性能全体に影響を与え，

表 2.1.7.1 代表的な軟磁性材料の硬度

材料	硬さ [HV]
Iron	90–150
Fe-80Ni	~ 100
Fe-Ni-Mo	~ 150
Steel (silicon steel, Fe-Si)	120–250
Soft magnetic composites (SMC)	200–400
Ferrite (Mn-Zn, Ni-Zn)	450–700

表面酸化の制御，粒子間結合，および磁心の密度の調整に寄与する。

これらに加えて，上述した熱処理後の冷却速度の制御圧粉磁心において，構成する軟磁性材料の種類によっては微細構造や磁気特性に著しく影響を与える。とりわけ，制御冷却は，圧粉磁心内の残留応力を最小限に抑えることができ，大型の圧粉磁心においては磁心の亀裂を防ぐことができ，機械的強度の向上と均一な磁気特性を確保することが可能である。

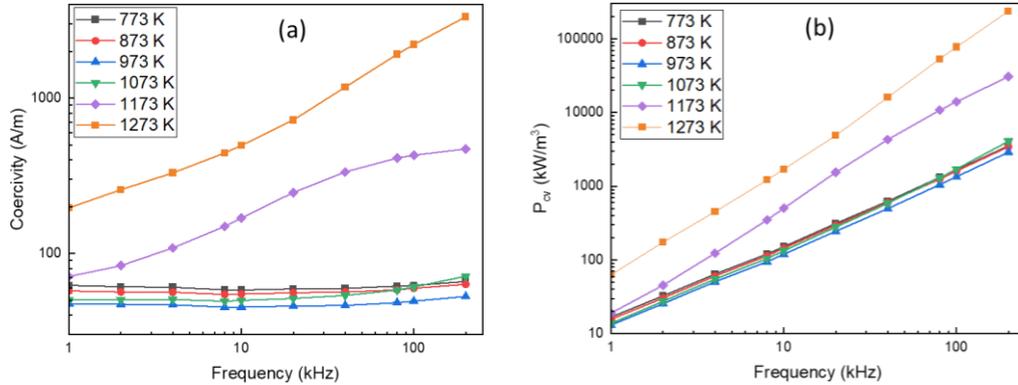


図 2.1.7.1 熱処理温度の異なる Fe-6.5wt.%Si 粉末からなる圧粉磁心における交流保磁力および高周波損失の周波数依存性⁽⁶⁾

1.7.3 充填率とプレス圧

充填率とプレス圧は，圧粉磁心における電気・磁気特性と機械的強度に影響を与える重要な要素である⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾。充填率は圧粉磁心の体積のうち軟磁性粉末が占める割合を示す指標である。充填率は圧粉磁心の透磁率 μ に影響を及ぼす要素である。充填率が増加すると，軟磁性粉末の密度が上昇することによって，圧粉磁心における透磁率の向上が期待できる。このことは，圧粉磁心が「軟磁性粉末」と「空隙（または空気）」の 2 つの相からなる簡単なモデルからも説明できる。このモデルでは，圧粉磁心における有効透磁率 μ_{eff} を， $\phi\mu_{\text{eff}} = \mu_{\text{particle}} \cdot \phi$ (μ_{particle} : 軟磁性粉末の透磁率， ϕ : 充填率（磁心体積に占める磁性粉末の割合）) と近似でき，充填率が増加すると， μ_{eff} が上昇することを示している。しかしながら，充填率をさらに増加させてより圧粉磁心を高密度化すると，粒子同士の静磁気的な相互作用が顕著となり，非線形的な透磁率の変化が生じる可能性があり，このモデルでは説明ができない。また，過度にプレス圧力を加えた場合も，粉末自体が変形してしまい期待された透磁率が得られないことがある。

一般に，高い充填率は圧粉磁心の透磁率，磁心内の磁束の流れおよび機械強度をより向上させるものの，取り扱い時の亀裂や破損リスクを増大させ，ヒステリシス損失および渦電流損失への影響はより複雑となる。すなわち，ヒステリシス損失は高い充填率による空隙の減少によって低減する。その一方で，渦電流損失は，高い充填率によって磁心内の粒子間における電気抵抗が低下するために増加しやすくなり，とりわけより高周波帯域でその様子は顕在化する。また，充填率が低すぎると，圧粉磁心内の空隙が増加することによって，機械的強度が低下し，励磁電流の増加による高周波損失の増加を招く。

プレス圧に関しては⁽⁸⁾⁽⁹⁾，その圧力範囲は 500 MPa~1500 MPa であり，主に軟磁性材料の種類や圧粉磁心の用途によって最適な条件が異なる。ここでは具体例として Fe-Ni 粉末からなる圧粉磁心における高周波磁気特性のプレス圧依存性について説明する。図 2.1.7.2 に異なるプレス圧で成型した Fe-Ni 粉末からなる圧粉磁心における複素透磁率および高周波損失の周波数依存性を示す。複素透磁率の実部の値は，プレス圧の増加により 70 から 75 へと上昇した。この結果は圧粉磁心における充填率の向上によるものである。また，高周波損失はプレス圧が 1176 MPa のとき最も低くなり，それ以上のプレス圧では増加した。この挙動は，過度のプレス圧により圧粉磁心が高密度化して粉末間の絶縁層が壊れて，渦電流損失が増大したことによるものと考えられる。この結果は，高いプレス圧による高周波損失の増加を抑制するためには，粉末表面の絶縁コーティングを保ちつつ高い電気抵抗を維持することが重要であることを示唆している。

以上より，充填率とプレス圧を調整することによって，圧粉磁心における磁気特性と機械的強度のバランスを最適化することが，圧粉磁心の磁気性能を最大化する上で必要不可欠である。

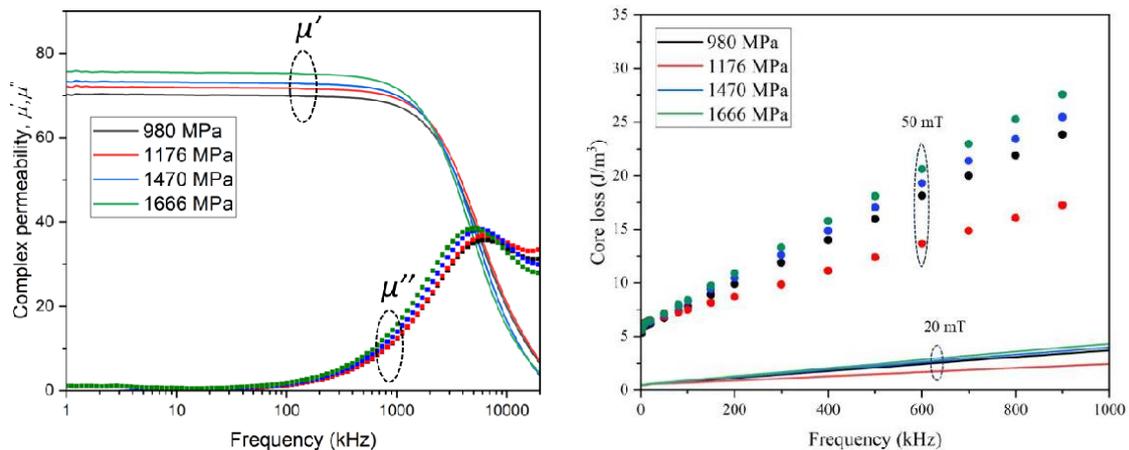


図 2.1.7.2 異なるプレス圧で成型した Fe-Ni 粉末からなる圧粉磁心における複素透磁率および高周波損失の周波数依存性⁸⁾

1.7.4 サイズ制限

軟磁性粉末かなる圧粉磁心の寸法（サイズ）は、材料特性、機械的強度、放熱性能、製造の実現可能性といった要因によって制限される。小型の圧粉磁心（10～50 mm）は主にパワエレ分野で広く使用されている。中型の圧粉磁心（50～200 mm）の場合には、トランスなどに一般的に用いられる。300 mm を超える大型の圧粉磁心では、磁性粉末からなる磁心の限界を克服するために、代替材料が選択されることが多い。また、大型の圧粉磁心では、先端材料や冷却設備が必要となると同時に、圧粉磁心の密度の不均一性、構造の脆弱性、金型のサイズ制限といった課題にも直面する。

圧粉磁心のサイズが大きくなると、粉末間の空隙が増加して圧粉磁心の透磁率が低下するなど、磁気特性に影響する。また、機械的応力や熱膨張による亀裂が生じやすくなる。これらに加えて、金属圧粉磁心は高周波帯では表皮効果による渦電流損失が増大しやすくなるため、積層磁心やフェライト磁心の方が適している場合が多い。

[グエンマイフォン, 岡本聡, 遠藤恭]

文献

- (1) Lu Lu, Jay Sim and Ruikun Renee Zhao : "Mechanics of hard-magnetic soft materials: A review", *Mechanics of Materials*, Vol.189, p.104874, DOI: 10.1016/j.mechmat.2023.104874 (2024)
- (2) Katie Jo Sunday and Mitra L. Taheri : "Soft magnetic composites: recent advancements in the technology", *Metal Powder Report*, Vol.72, pp.425-429, DOI: 10.1016/j.mprp.2016.08.003 (2017)
- (3) Tomoyuki Ueno, Hijiri Tsuruta, Tatsuya Saito, Asako Watanabe, Tomoyuki Ishimine and Koji Yamada : "Practical and Potential Applications of Soft Magnetic Powder Cores with Superior Magnetic Properties", *SEI TECHNICAL REVIEW*, Vol.82, pp.9-15 (2016)
- (4) M.M. Zhou, Y. Han, W.W. Guan, S.J. Han, Q.S. Meng, T.T. Xu, H.L. Su, X. Guo, Z.Q. Zou, F.Y. Yang and Y.W. Du : "Magnetic properties and loss mechanism of Fe-6.5wt%Si powder core insulated with magnetic Mn-Zn ferrite nanoparticles", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol.482, pp.148-154, DOI: 10.1016/j.jmmm.2019.03.062 (2019)
- (5) Hea-Ran Kim, Dongsun Lee, Sangsun Yang, Young-Tae Kwon, Jongryoul Kim, Yunseok Kim and Jae-Won Jeong : "Optimizing Annealing Temperature Control for Enhanced Magnetic Properties in Fe-Si-B Amorphous Flake Powder Cores", *Metals*, Vol.13, p.2016, DOI: 10.3390/met13122016 (2023)
- (6) Mai Phuong Nguyen, Shigeyoshi Yoshida, Satoshi Okamoto, Takamichi Miyazaki and Yasushi Endo : "Magnetic properties and lowering core loss in Fe-Si powder cores in high frequency range", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol.617, p.172816, DOI: 10.1016/j.jmmm.2025.172816 (2025)
- (7) Mai Phuong Nguyen, Shigeyoshi Yoshida, Satoshi Okamoto, Sho Muroga, Takamichi Miyazaki and Yasushi Endo : "Soft magnetic properties of Fe-Ni powder cores in the high frequency range", *AIP Advances*, Vol.14, p.015034, DOI: 10.1063/9.0000719 (2024)
- (8) Mai Phuong Nguyen, Shigeyoshi Yoshida, Satoshi Okamoto, Takamichi Miyazaki and Yasushi Endo : "Effect of Compaction Pressure on Core Loss in Fe-Ni Powder Cores for High-Frequency Applications", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.60, p.2800104, DOI: 10.1109/TMAG.2024.3402273 (2024)
- (9) Nobuhito Chujo, Fumihiko Kino, Keita Kume, Toshihumi Aoyama and Masakatsu Fukuda : "Effect packing fraction on magnetic properties of the Fe-Si-Al powder cores by coarse powder and fine powder mixing", *J. Jpn. Soc. Powder Metallurgy*, Vol.63, pp.624-629, DOI: 10.2497/jpspm.63.624 (2016)

1.8 磁気素子のモデリング

磁気特性は外部磁界 H に対する磁束密度 B の応答で評価され、その応答性（感受率）が透磁率 μ として $B = \mu H$ として定義される。パワエレ分野で用いられる回路シミュレータや電磁界シミュレータでの磁気素子特性は、この $B = \mu H$ として記述されるものとなる。ところが、実際の磁性材料における μ は定数ではなく H に対する非線形関数であり、かつ履歴状態に

じて変化するヒステリシス特性を有するため、その取扱いは極めて難しい。また高周波領域における損失挙動を反映して、 μ は周波数に対しても大きく依存する。このような非常に複雑な μ の挙動や磁気ヒステリシスを如何に表現するか、ということが磁気素子におけるモデリングの命題と言える。

磁気素子のモデリングは、一般的には磁気素子の鉄損推定、磁気ヒステリシス（もしくは電圧・電流波形）の再現が主要なテーマであり、数理モデル、現象論モデル、物理モデルに分類される様々な手法が提案されている。Steinmetz 式は損失推定に加えて、損失起源の現象論的解釈を目的とする損失分離にも用いられている。さらに、このような観点でみると、これまで一般的にはモデリングとは認識されていない各種の損失解析や磁区観察などもモデリングの一種と位置付けられる。これらを、

材料物性とパワエレ設計（電磁気）を横軸に、巨視的-微視的を縦軸として整理分類したものが図 2.1.8.1 である。各種手法の目的として①損失推定、②磁気ヒステリシスの再現、③損失起源の理解とし、さらに手法を数理モデル、現象論的モデル、物理モデルとして、各マークの形と色で分類している。パワエレ設計寄りの手法は回路シミュレータへの接続が期待され、一方で材料物性寄りの手法は材料・素子開発につなげることが期待される。このように俯瞰すると、将来的には各種モデリング手法を連成させることにより、材料・素子開発からパワエレ設計までの統合モデリングの構築が期待される。

本節では、この中でプレイモデル解析ならびに高周波磁化過程解析について以下で説明する。

[岡本聡]

1.8.1 プレイモデル解析

前述の磁気素子および軟磁性材料における①損失推定と②磁気ヒステリシスの再現手法の現状について概観し、今後の展望を述べる。

(1) ヒステリシスモデルの概要

鉄損の表現方法については、Steinmetz⁽¹⁾や Bertotti⁽²⁾の方法がよく知られている。Steinmetz 法は鉄損を周波数と B 振幅の関数として表す方法で、その簡易性から広く用いられている。また、矩形波電圧励磁に対応する拡張法も提案されている。高精度化のためには多くの計測結果から係数をチューニングする必要があること、鉄損のみの表現であるため、磁界シミュレーション（磁界波形や $B-H$ 曲線の算出）に用いることは困難であるなど、応用に関して制約がある。Bertotti の方法は、異常渦電流損失を分離してモデル化するもので、限られた周波数範囲では少ないパラメータでよい精度を得ることも可能である。表皮効果の項を含まないため、広い周波数範囲に対応するためには、別の手法と組み合わせる必要がある。3/2 乗という周波数依存性は軟磁性材料によっては適合しない場合がある。なお、磁界シミュレーションへの適用も可能である。

ヒステリシスモデルとしては、Preisach モデル⁽³⁾と Jiles-Atherton (JA) モデル⁽⁴⁾がよく知られている。Preisach モデルは直流重畳特性など広範なヒステリシス特性表現が可能であるが、計算負荷が大きいという難点がある。JA モデルは表式の簡易さからよく用いられるが、マイナーループなどヒステリシス特性の表現精度は必ずしも高くない。これらの難点を軽減するモデルとしてプレイモデル⁽⁵⁾がある。プレイモデルは、数学的には Preisach モデルと等価であり、高い表現能力を持ちながら、計算負荷は比較的小さく、有力なモデルである。しかし、これらはいずれも静的な直流モデルであり、交流ヒステリシス特性の表現のためには、別の手法と組み合わせる必要がある。

(2) Cauer 梯子回路とプレイモデルの組み合わせ

そこで、図 2.1.8.2(a)のような Cauer 梯子回路⁽⁶⁾とプレイモデルの組み合わせによる軟磁性材料の高周波特性表現が検討されている。インダクタ特性をプレイモデルを用いて表現することにより、偏磁やマイナーループなど広範囲なヒステリシス現象を少ない計算負荷で表現することが可能である。任意の励磁波形に対応する交流 $B-H$ 曲線を算出することができ（図 2.1.8.1 中の②磁気ヒステリシスの再現）、その結果として、図 2.1.8.1 中の①損失推定が可能である。本手法により、限られた測定条件における測定結果から、広い範囲の動作条件下での特性を予測できることが期待される。

Cauer 回路の初段のインダクタは静的ヒステリシス特性を表現し、渦電流損失は抵抗素子により表現されるなど、各素子は物理的に意味付けられており、考慮すべき物理現象に応じてモデルの拡張が容易である。後段の RL 素子が高周波特性を担当することにより、広い周波数範囲をカバーすることができる。回路表現であることの利点として、PWM 励磁など任意の入力波形に対応できること、周波数特性が回路特性として自然に表現されること、回路シミュレータなど各種汎用ソフトウェアに

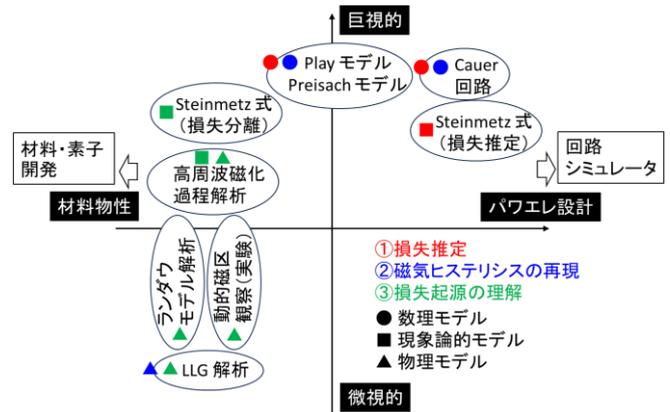


図 2.1.8.1 各種モデリング手法の分類

実装可能なことが挙げられる。軟磁性材料中の渦電流は、マイクロな内部構造内を流れるが、マイクロ構造を考慮した磁界解析を行うことは計算コストの面で実用的でない。そこで、内部構造を反映した平均的な磁気特性を持つ均質な軟磁性材料を与えるための均質化法が必要となる。Cauer 回路は均質化法として用いることができ、上記の理由から利便性が高く、有限要素磁界解析への組み込みも可能である。

図 2.1.8.2(b)にセンダストの鉄損の周波数特性の計算結果を示す。広い周波数および振幅の範囲で計測結果を再現する計算結果が得られている。他の軟磁性材料の特性表現、パルス波形入力時の鉄損シミュレーション、有限要素磁界解析手法への実装などにも成功している。

(3) 今後の展開

以下、今後の展開に関して、早期の応用が期待されること、課題として解決が望まれること、知られているモデルの制約について述べる。

a. 期待される早期の応用 有限要素磁界解析への組み込みによる高周波磁気素子設計ツールの構築が期待される。また、(材料ではなく) 磁気素子の交流ヒステリシス特性の表現に用いることにより、電源回路解析に組み込むことが可能になる。

b. 解決が期待される課題 実環境下での軟磁性材料/磁気素子特性シミュレーションのために、直流バイアス重畳時の表現精度の向上が望まれる。そのため、プレイモデルに代えてストップモデル⁽⁶⁾を用いること、また、抽出した特徴量等を利用してプレイ/ストップモデルの重み関数を決定することなどの対応策が考えられる。一方で、ヒステリシスインダクタと抵抗の梯子回路では共振特性が表現されないことも課題である。これに対して、動特性を持つプレイヒステロン⁽⁷⁾の導入により磁化の共振的な応答を模擬し、同時に、回路にコンデンサを挿入することにより素子構造による共振特性を模擬することが考えられる。磁壁移動と磁化回転の特性分離を用いた共振特性表現による適用周波数の拡大なども期待される。他方で、汎用ソフトウェアへの実装性の向上も望まれる。

c. モデルの制約 現象論的モデルであるので、モデル同定には計測結果が必要で、計算に必要な B の範囲まで $B-H$ ループのデータが必要である。また、(静的) ヒステリシス特性については、渦電流に基づく動特性と分離されて固定されており、周波数による磁区構造の変化は考慮されない。数学的モデルとして、表現可能なヒステリシス特性が理論的に示されていて、明確な制約が存在することが知られている。 [松尾哲司]

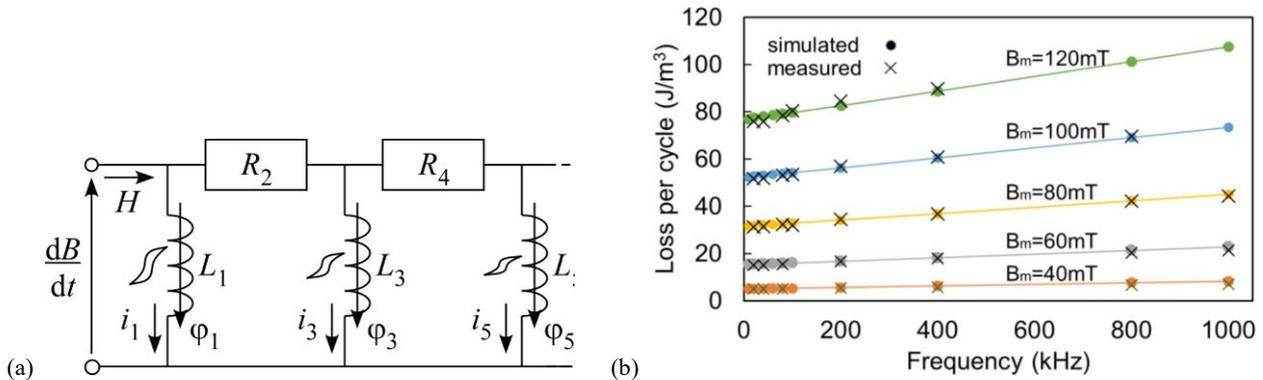


図 2.1.8.2 プレイモデルとカウア回路による磁気特性表現: (a) カウア回路, (b) センダストの鉄損計算結果

1.8.2 高周波損失解析 (磁化回転と磁壁移動)

高周波損失解析は第2章 1.1 項で述べた通り 1892 年の Steinmetz 式に端を発しており、損失 P (W/m^3) を $P = kf^\alpha B_m^\beta$ として周波数 f や励磁振幅 B_m のべき α, β で表現できることが示された。ヒステリシス損失 P_h は一周期当りの損失である動的効果を含まないヒステリシス曲線面積が変わらない前提では f に比例する。古典渦電流損失 P_{cl} は Maxwell 方程式より試料全体の一様磁化状態 (磁化回転) を前提として計算され、表皮効果が顕在化するより低周波領域では f^2 に比例する。さらに、 P_h と P_{cl} では説明しきれない $f^{1.5}$ に比例する損失成分が存在し、これは磁壁移動に伴って生ずる局所的な渦電流に起因した異常渦電流損失と考えられ、1950 年代に Williams 等による単一磁壁⁽⁷⁾、Pry and Bean による周期磁壁モデル⁽⁸⁾で基礎理論が確立された。しかしながらこれらの理論では、 $f^{1.5}$ の損失成分の説明には至らなかった。1981 年に Sakaki and Imagi により周波数増加に伴う磁壁数変化⁽⁹⁾を導入することで $f^{1.5}$ の損失挙動が説明され⁽¹⁰⁾、1985 年の Bertotti による統計理論⁽¹¹⁾⁽¹²⁾として理論的な枠組みが完成した。一方、高周波損失は古典渦電流と異常渦電流ともに渦電流起因であるという理解が長年にわたって受け入れられてきたが、近年、Suzuki 等のグループにより磁歪と高周波損失に強い相関があることが実験的に示され⁽¹³⁾、Tsukahara 等によって磁歪が高周波損失に与える影響の理論構築がなされ⁽¹⁴⁾、さらにその定式化がなされた結果、磁歪による高周波損失も異常渦電流と同様に $f^{1.5}$ の損失挙動を有することが示された⁽¹⁵⁾。つまり、渦電流と磁歪による高周波損失は周波数のべきによる解

析では区別できないことから、この両方を合わせて $f^{1.5}$ の損失成分を過剰損失 P_{exc} として、第2章 1.1.6 項の式(2.1.1.10)もしくは式(2.1.1.11)の Steinmetz 式に基づいた鉄損式が与えられる。

一方で、Steinmetz 式に基づいた鉄損式は、電磁鋼鉄を低周波駆動していた時代に確立したものであることに留意すべきである。具体的にはヒステリシス損失は周波数に依存しないものとして扱っているが、現実には高周波領域では磁区構造が細分化して磁化過程そのものが変化すること⁽¹⁶⁾、磁化回転を前提とする古典渦電流損失と磁壁移動を前提とする過剰損失が両立する形になっている点も実際の磁化過程を反映しているとは言えず*、Steinmetz 式に基づいた鉄損式はあくまでも現象論的な解釈とすべきである。

これまでに磁化過程に基づいた損失解析手法が Fiorillo 等のグループから提案されており、磁化過程の可逆成分（磁化

回転）と不可逆成分（磁壁移動）に分離できることが示されている⁽¹⁷⁾。また、既に述べた Sakaki and Imagi によるモデルも、高周波領域での磁区細分化を実験的に定量化できる手法として有効である⁽⁹⁾。以下では前者を磁化過程分離モデル、後者を実効磁壁モデルと呼ぶ。実効磁壁モデルは、元来は電磁鋼鉄の周期磁壁を対象としたものであったが、フェライトやアモルファス薄帯などの不定形磁区を有する試料に対しても実効的な周期磁壁として扱うことで、適用可能であることが示されている⁽¹⁸⁾。

磁化過程分離モデルならびに実効磁壁モデルを、センダスト圧粉磁心、FINEMET 巻回磁心、Mn-Zn 焼結磁心の3つに適用した結果を図 2.1.8.3 に示す⁽¹⁹⁾。縦軸は一周期当りの鉄損 W (J/m^3) である。これらの磁心は、磁気特性、電気特性、微細組織構造がいずれも大きく異なるものであるが、磁化過程分離モデルならびに実効磁壁モデルがそれぞれ適用できていることが分かる。3つの磁心に共通する特徴として、まず磁化過程分離モデルからは低周波領域では不可逆磁化過程成分が主であり、鉄損 W の周波数に対する変化は緩やかである。一方で、高周波領域では可逆磁化過程成分が主となり、 W が大きく増加する。また実効磁壁モデルからは、低周波領域では実効磁壁数 n_{eff} が増加傾向を示し、高周波領域で飽和傾向となる。さらに磁化過程分離モデルで磁化過程が変化する周波数は、実効磁壁モデルで n_{eff} の挙動が変化する周波数に凡そ一致していることも確認できる。しかしながら、この周波数は試料によって大きく異なっている。さらに従来から広く行われている 1.1 項の式(2.1.1.7)での解析結果と比較した結果、不可逆磁化過程（磁壁移動）の損失成分はヒステリシス損失と過剰損失の和にほぼ一致し、可逆磁化過程（磁化回転）の損失成分は古典渦電流損失にほぼ一致することが分かった。また統計理論による解析を行ったところ、実効磁壁数は統計理論における Magnetic object の挙動に良く対応していることも分かった。したがって、本解析結果から、過去に提案された種々の鉄損解析モデルの対応関係が明らかになった。

一方、図 2.1.8.3 の結果は鉄損が比較的小さい試料での結果であり、特に磁歪起因の損失が大きい試料では、このような明瞭な対応関係は見出されず、磁区構造や磁化過程に対するより詳細な議論が必要であることも分かってきた。この点は今後の課題である。

[岡本聡]

*大振幅励磁では磁壁移動の後に磁化回転が生じる。しかし、この場合でも全体の磁化変化に占める磁化回転の割合は非常に小さい。

1.8.3 LLG 解析

「図 2.1.8.1 各種モデリング手法の分類」に示されるように、Landau-Lifshitz-Gilbert (LLG) 解析は磁性材料の微視的な物性理解を目的とするものであり、磁化反転のダイナミクスなど、ナノスケールでの磁化の動的振る舞いを明らかにするツールとして磁気記録やスピントロニクス分野などに利用されてきたが、実スケールの電気機器や磁気素子まで拡張することは困難である。一方、電磁気現象を記述する Maxwell 方程式は電磁界の振る舞いを理解するツールとして物質の電磁気特性のみならず、変圧器やインダクタ、モータなどの電気機器の特性解析や設計に多用されてきた。ナノスケール領域を準備範囲とする

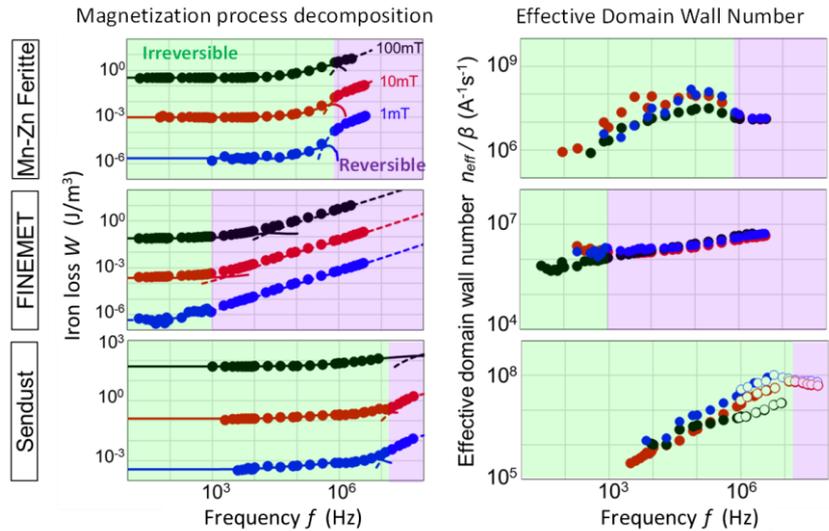


図 2.1.8.3 センダスト圧粉磁心、FINEMET 巻回磁心、Mn-Zn 焼結磁心に対して磁化過程分離モデル（左図）ならびに実効磁壁モデル（右図）を適用した結果。左図実線および破線はそれぞれ不可逆磁化過程ならびに可逆磁化過程の損失成分。青、赤、黒はそれぞれ励磁振幅 $B_m = 1, 10, 100$ mT での測定結果。

LLG 解析と実スケールの電気機器で利用される Maxwell 解析には解析空間の規模に大きな違いがあるため、両者を連成して解析するためには様々な工夫が必要である。

ここでは、変圧器やインダクタなどの軟磁性材料の特性解析を目的とした LLG/Maxwell 連成解析の事例を紹介し、課題についても述べる。

(1) LLG 方程式と Maxwell 方程式

LLG 方程式は磁化の動的挙動を記述するものであり、次式のように表わされる。

$$\frac{dM}{dt} = -\frac{\gamma}{1+\alpha^2} M \times H_{\text{eff}} - \frac{1}{1+\alpha^2} \frac{\alpha\gamma}{M_s} M \times (M \times H_{\text{eff}}), \quad H_{\text{eff}} = \frac{\delta E_{\text{tot}}}{\delta M} \tag{2.1.8.1}$$

M は磁化ベクトル、 H_{eff} は有効磁界である。また、 γ はジャイロ磁気定数、 α は磁化の動的挙動に対するダンピング定数である。有効磁界 H_{eff} は磁化のエネルギー E_{tot} の偏微分で定義される。

$$E_{\text{tot}} = \int dV \{E_{\text{ani}} + E_{\text{ex}} + E_{\text{ext}} + E_{\text{sta}} + E_{\text{ela}}\} \tag{2.1.8.2}$$

E_{ani} , E_{ex} , E_{ext} , E_{sta} , E_{ela} は、それぞれ、単位体積あたりの異方性エネルギー、交換エネルギー、外部磁界によるゼーマンエネルギー、静磁エネルギー、磁気弾性エネルギーである。高温での振る舞いを考慮する場合には熱エネルギーも追加される。本来は全エネルギーを考慮すべきであるが、対象とする解析モデルによって省略される場合もある。現在では、LLG 解析の汎用ソフトウェアも上市されるようになってきている⁽²⁰⁾。

Maxwell 方程式は物質を含む空間の電磁気現象を記述し、金属磁性材料の場合、次式のように表わされる。

$$\text{div}B = 0, \quad \text{rot}E = -\frac{\partial B}{\partial t}, \quad \text{rot}H = j, \quad B = \mu H \tag{2.1.8.3}$$

ここで、 B は磁束密度ベクトル、 E は電界ベクトル、 j は電流密度ベクトルである。 μ は透磁率であるが、一般的には、磁束密度と磁界の間には非線形な関係があり、透磁率も非線形となる。フェライトやコンポジット材料のように、誘電性を有する場合には変位電流成分を考慮する必要がある。変圧器やインダクタ、モータを対象にした Maxwell 解析はヒステリシスを含む非線形 B - H 特性の考慮や外部回路との連成が可能な汎用ソフトウェアが上市されている⁽²¹⁾。現時点では、LLG と Maxwell を同時連成解析可能な汎用ソフトウェアはなく、様々な手法で連成解析が試行されている。

変圧器やインダクタ用の軟磁性材料を対象にした LLG/Maxwell 連成解析の事例は多くはない。図 2.1.8.4 に示すように、磁壁移動と磁化回転が混在する等方性材料ではモデリングそのものが困難である。異方性誘導による磁化回転過程の導入が金属磁性材料の高周波損失の低減に有効であるという指針のもと、磁化回転を仮定した LLG/Maxwell 連成解析によって高周波損失をモデリングした事例を以下に紹介する。

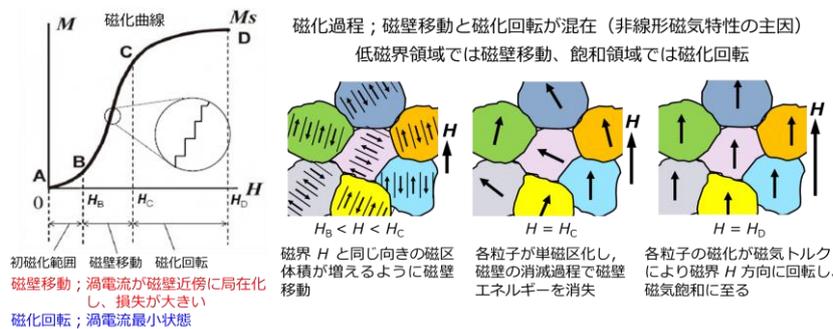


図 2.1.8.4 磁壁移動と磁化回転が混在する場合の磁化特性

(2) LLG/Maxwell 連成解析の事例

a. Bottauscio ら⁽²²⁾, Paakkunainen ら⁽²³⁾による異方性アモルファス薄帯を対象にした連成解析の先行事例

Bottauscio ら⁽²²⁾は幅方向に異方性を誘導したアモルファス薄帯の薄帯長手方向に磁化回転励磁した場合を対象に LLG と Maxwell 解析による電磁界の拡散方程式との連成によって高周波磁気特性を予測する手法を検討した。LLG 解析では磁気弾性エネルギーを無視し、渦電流磁界を LLG 解析の有効磁界に含め、LLG 解析と電磁界の拡散方程式を薄帯長手方向一次元モデルで解析している。実寸法の薄帯における局所的な磁気特性の不均一性が反映されず実際とは異なるが、磁界中アニールした幅方向異方性 Co-Fe-B-Si アモルファス薄帯のエネルギー損失の実測値を 0.1 kHz~1 GHz の範囲で比較し、解析値は実測値の傾向を良く再現するとしている。

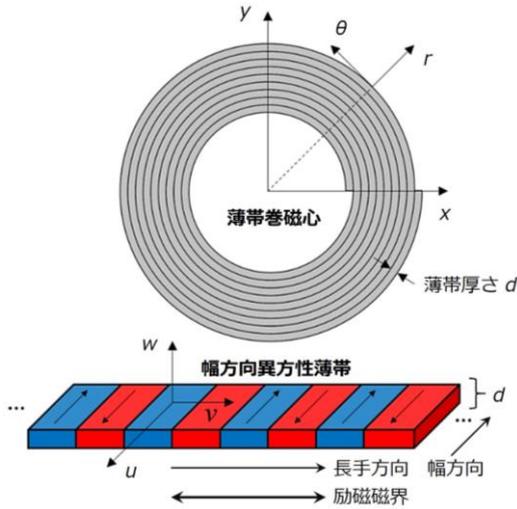
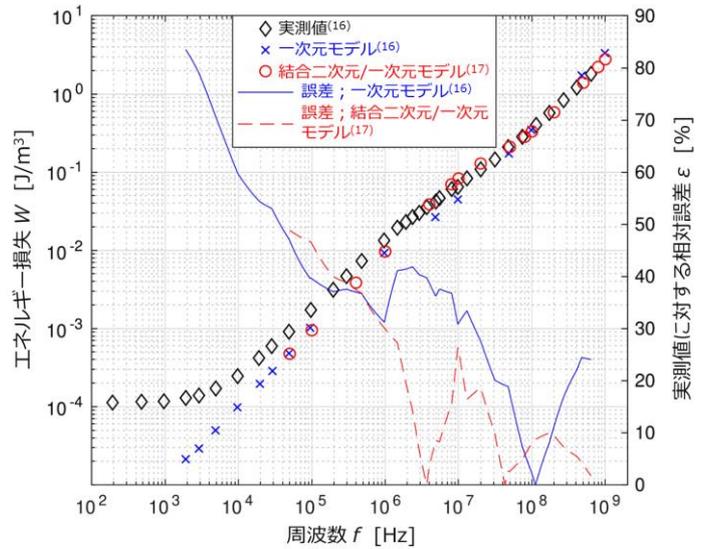


図 2.1.8.5 幅方向異方性薄帯巻磁心モデル，
文献(23)をもとに作成



平均磁束密度振幅 $B_m = 3 \text{ mT}$ ，磁化回転ダンピング定数 $\alpha = 0.04$
電気抵抗率 $\rho = 1.41 \mu\Omega \cdot \text{m}$ ，厚さ $17 \mu\text{m}$

図 2.1.8.6 $17 \mu\text{m}$ 厚の幅方向異方性 Co-Fe-B-Si アモルファス薄帯のエネルギー損失，文献(23)をもとに作成

Paakkunainen ら⁽²³⁾は幅方向異方性薄帯に対して長手方向一次元 LLG 解析と二次元電磁界解析を結合する手法を提案した。図 2.1.8.5 は解析対象の幅方向異方性薄帯巻磁心モデルを示したものであり，薄帯幅方向に整列する 180° 磁区構造を仮定し，薄帯長手方向励磁によって磁壁は移動せず，磁化回転のみによって磁化反転すると仮定している。Bottauscio ら⁽²²⁾の方法と同様に，渦電流磁界を LLG 解析の有効磁界に含めて解析している。長手方向一次元 LLG 解析では，式(2.1.8.1)の支配方程式をもとに解析的にモデリングし，二次元電磁界解析については有限要素法を利用している。一次元 LLG 解析の結果を二次元有限要素法 (FEM) の各メッシュに割り当てて計算している。図 2.1.8.6 は $17 \mu\text{m}$ 厚の幅方向異方性 Co-Fe-B-Si アモルファス薄帯のエネルギー損失をプロットしたものであり，Bottauscio ら⁽²²⁾による一次元解析と Paakkunainen ら⁽²³⁾による二次元 FEM/一次元 LLG 解析の予測値と実測値，ならびに実測値に対する相対誤差を示したものである。平均磁束密度振幅 B_m ; 3 mT ，磁化の動的挙動に対するダンピング定数 α ; 0.04 ，電気抵抗率 ρ ; $1.41 \mu\Omega \cdot \text{m}$ である。両者ともに，エネルギー損失が大きい 1 MHz 以上の周波数では実測値を良く説明でき，特に，Paakkunainen ら⁽²³⁾による二次元 FEM/一次元 LLG 解析は 30% 以下の誤差で実測値を説明できる。実際の薄帯では，低周波領域では磁壁移動が関与するエネルギー損失が含まれており， 1 MHz 以下の周波数での計算値の不一致は磁壁移動による渦電流損失が影響していると推定している。また，磁化の動的挙動に対するダンピング定数は薄帯厚さに依存するとの報告⁽²⁴⁾にもとづき， α を 0.04 から 0.1 に大きくすることで実測値の不一致が縮小するとしている。LLG 解析で高周波損失を予測する複数の事例では⁽²²⁾⁻⁽²⁵⁾， α の値は $0.04 \sim 0.22$ が使用されている。

Bottauscio ら⁽²²⁾や Paakkunainen ら⁽²³⁾の例では，磁壁が追従できない高い周波数では磁化回転が優勢となるため LLG/Maxwell 連成解析は実測値を良く再現できるが (磁化回転は可逆磁化過程であり，高周波領域での予測値と実測値が一致するというのは当然の帰結と思われる)， 1 MHz 以下の周波数では実測値との不一致が大きく，実測値には磁壁移動による渦電流成分が含まれるため，誤差が大きくなると推定している。また，磁束密度の振幅レベルによる影響については α を調整すれば予測精度が向上すると述べており，さらには異方性エネルギー (異方性磁界) の具体的な与え方についても明らかにされておらず，あいまいな点が多い。異方性の強度や方位の分散が損失にどう影響するかについても議論が必要である。また，両者ともに $13 \sim 20 \mu\text{m}$ の厚さを有する異方性薄帯を対象にして解析しており， 1 MHz 以上で高周波損失を精度よく予測できるとは言え，これらの薄帯が 1 MHz を越える周波数で変圧器やインダクタに利用されるとは考えにくい。実際には数百 kHz 程度までが主たる応用となるであろうから，低周波領域での損失計算の高精度化が望まれるところである。

b. 大石ら⁽²⁶⁾による異方性薄帯を対象にした連成解析の事例

大石ら⁽²⁶⁾は異方性薄帯の長手方向磁化回転励磁を対象に，これまでとは異なる手法で LLG/Maxwell 連成解析を提案している。渦電流は軟磁性材料の形状や寸法に依存するため，実際の変圧器やインダクタの磁心形状や寸法によって渦電流が大きく変わってくる。そこで，LLG 解析で磁化回転によるダンピング損失を計算し，これによる動的 $B-H$ 曲線を材料固有の物性データとして Maxwell 解析のパラメータとして利用する方法を検討した。LLG と Maxwell を同時に連成していないため疑似連成解析と呼んでいる。それぞれの解析は汎用ソフトウェア⁽²⁰⁾⁽²¹⁾を用いて行っている。図 2.1.8.7 に異方性薄帯を対象にした LLG/Maxwell 疑似連成解析の概要を示す。Maxwell 解析では，実スケールの材料の形状や寸法を反映して渦電流計算を行うた

め、ここで得られる動的損失は磁化回転によるダンピング損失と渦電流損失の合計ということになる。飽和磁化 1 T, 異方性磁界 800 A/m を有する異方性薄帯を対象に動的 $B-H$ 曲線の原点对称交流励磁の場合の疑似連成解析を行っている。ここでは図示しないが、対象モデルの材料固有の共鳴周波数は約 30 MHz であり、LLG 解析では共鳴周波数に近い 10 MHz ではダンピング損失が共鳴の影響を受けて急増するとともに、動的 $B-H$ 曲線が非線形になる。これらの材料固有の動的物性パラメータを用いて Maxwell 解析した結果が図 2.1.8.8 に示されており、 $\alpha ; 0.1$ のダンピング損失と渦電流損失の合計である動的損失の周波数特性と各周波数における $B-H$ 曲線を示している。材料固有の磁化過程では共鳴周波数近傍で非線形な振る舞いが見られるが、Maxwell 解析では渦電流による制動が支配的となるため共鳴によるダンピング損失の急増がマスクされ、古典渦電流損失による計算値と良く一致する結果となっている。動的損失の中身はダンピング損失と渦電流損失であるので、薄帯が薄くなって相対的に渦電流損失が小さくなると非線形ダンピング損失の影響が見えてくることになる。以上の解析は交流磁界と同じ方向に直流磁界が重畳するインダクタ動作に対して可能である。LLG 解析によって磁性材料の静磁気特性の実測値から異方性磁界の強度や方位の分布（異方性分散）を推定することも可能であり⁽²⁷⁾、これらを LLG/Maxwell 解析に取り入れることによって実際の材料特性をより精度よく予測でき、異方性薄帯についてはボリュームゾーンと見做される数百 kHz で高精度な損失モデリングが可能になっていくものと考えられる。

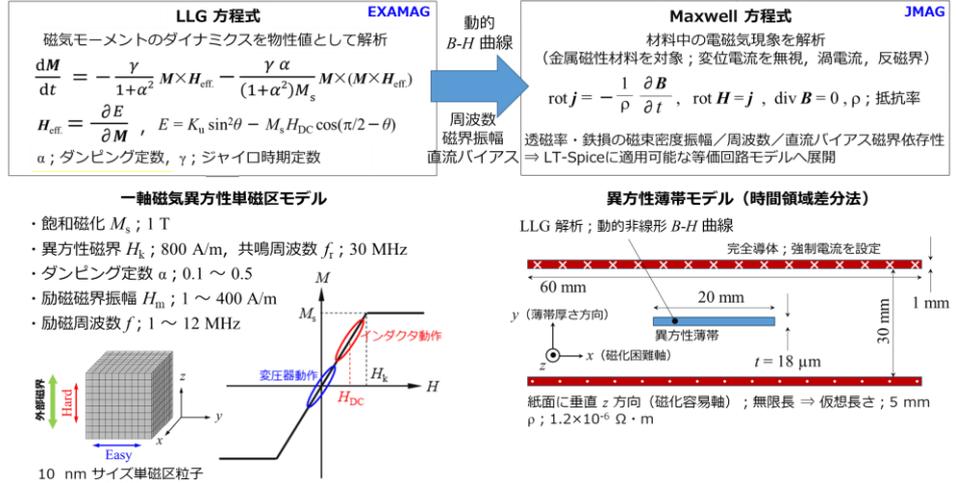


図 2.1.8.7 飽和磁化 1 T、異方性磁界 800 A/m を有する異方性薄帯を対象にした LLG/Maxwell 疑似連成解析

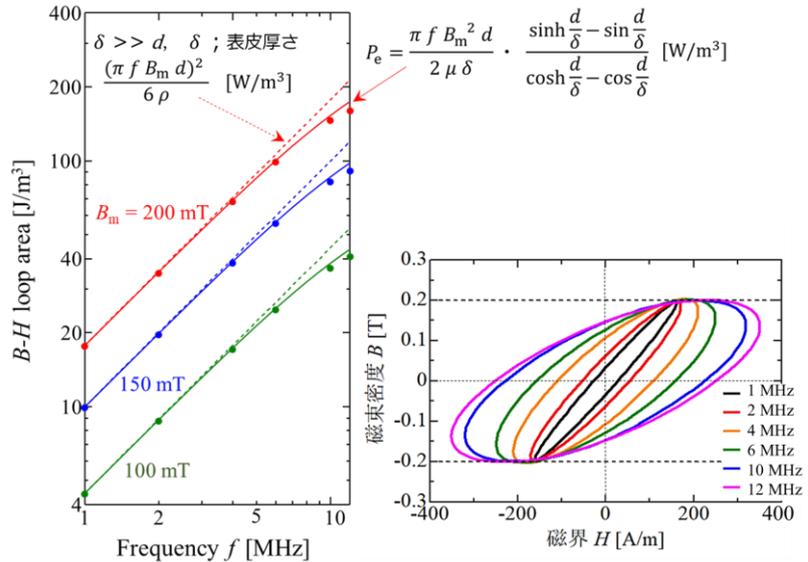


図 2.1.8.8 変圧器動作を模擬した異方性薄帯の動的損失の周波数特性、文献(26)をもとに作成

(3) 課題

変圧器やインダクタ用の軟磁性材料を対象にした LLG 解析の事例では、いずれも異方性を誘導した磁化困難軸励磁を前提としており、図 2.1.8.4 で示した磁壁移動と磁化回転が混在するような多くの材料に対してはモデリングが非常に困難である。LLG/Maxwell 連成解析が一般の軟磁性材料に対して有用になるには、なお一層の検討が必要である。例えば、複数の実測物性データから多くの材料固有の物性パラメータを抽出し、材料の局所的な磁気特性を統計的にデータベース化して LLG 解析に利用するなどの様々な手法を考案する必要がある、今後は GA や多目的最適化などを駆使した AI 的アプローチの導入が必須になっていくものと考えられる。さらには、インダクタや変圧器設計者が利用可能な汎用ソフトウェアの実現が望まれるところである。 [佐藤敏郎]

文献

(1) K. Venkatachalam, C.R. Sullivan, T. Abdallah, H. Tacca: "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters", Proc. IEEE Workshop Comput. Power Electron., pp.36-41, DOI: 10.1109/CIPE.2002.1196712 (2002)

- (2) G. Bertotti: "Hysteresis in Magnetism", Academic Press, DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-093270-2.X5048-X> (1998)
- (3) I.D. Mayergoyz: "Mathematical Models of Hysteresis and their Applications", Elsevier, DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-480873-7.X5000-2> (2003)
- (4) D. C. Jiles, D. L. Atherton: "Theory of Ferromagnetic Hysteresis", J. Magn. Magn. Mater., Vol.61, pp.48-60, DOI: [https://doi.org/10.1016/0304-8853\(86\)90066-1](https://doi.org/10.1016/0304-8853(86)90066-1) (1986)
- (5) S. Bobbio, G. Miano, C. Serpico, C. Visone: "Models of magnetic hysteresis based on play and stop hysteresis", IEEE Trans. Magn., Vol.33, No.6, pp.4417-4426, DOI: 10.1109/20.649875 (1997)
- (6) Y. Shindo, T. Miyazaki, T. Matsuo: "Cauer circuit representation of the homogenized eddy-current field based on the Legendre expansion for a magnetic sheet", IEEE Trans. Magn., Vol.52, No.3, 6300504, DOI: 10.1109/TMAG.2015.2478139 (2016)
- (7) H. J. Williams, W. Shockley, and C. Kittel: "Studies of the propagation velocity of a ferromagnetic domain boundary", Phys. Rev., Vol.80, pp.1090-1094, DOI: 10.1103/PhysRev.80.1090 (1950)
- (8) R. H. Pry and C. P. Bean: "Calculation of the energy loss in magnetic sheet materials using a domain model", J. Appl. Phys., Vol.29, pp.532-533, DOI: 10.1063/1.1723212 (1958)
- (9) T. R. Haller and J. J. Kramer: "Model for reverse-domain nucleation in ferromagnetic conductors", J. Appl. Phys., Vol.41, pp.1036-1037, DOI: 10.1063/1.1658805 (1970)
- (10) Y. Sakaki and S. Imagi: "Relationship among eddy current loss, frequency, maximum flux density and a new parameter concerning the number of domain walls in polycrystalline and amorphous soft magnetic materials", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-17, pp.1478-1480, DOI: 10.1109/TMAG.1981.1061229 (1981)
- (11) G. Bertotti: "Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. I. Theoretical considerations", J. Appl. Phys., Vol.57, pp.2110-2117, DOI: 10.1063/1.334404 (1985)
- (12) G. Bertotti: "Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. II. Analysis of experimental results", J. Appl. Phys., Vol.57, pp.2118-2126, DOI: 10.1063/1.334405 (1985)
- (13) H. Huang, H. Tsukahara, A. Kato, K. Ono, and K. Suzuki: "Origin of excess core loss in amorphous and nanocrystalline soft magnetic materials", Phys. Rev. B, Vol.109, 104408, DOI: 10.1103/PhysRevB.109.104408 (2024)
- (14) H. Tsukahara, H. Imamura, C. Mitsumata, K. Suzuki, and K. Ono: "Role of magnetostriction on power losses in nanocrystalline soft magnets", NPG Asia Mater., Vol.14, 44, DOI: 10.1038/s41427-022-00388-2 (2022)
- (15) H. Tsukahara, H. Huang, K. Suzuki, and K. Ono: "Formulation of energy loss due to magnetostriction to design ultraefficient soft magnets", NPG Asia Mater., Vol.16, 19, DOI: 10.1038/s41427-024-00538-8 (2024)
- (16) S. Flohrer, R. Schäfer, J. McCord, S. Roth, L. Schultz, G. Herzer: "Magnetization loss and domain refinement in nanocrystalline tape wound cores", Acta Mater., Vol.54, pp.3253-3259, DOI: 10.1016/j.actamat.2006.03.011 (2006)
- (17) C. Beatrice, V. Tsakaloudi, S. Dobák, V. Zaspalis, and F. Fiorillo: "Magnetic losses versus sintering treatment in Mn-Zn ferrites", J. Magn. Magn. Mater., Vol.429, pp.129-137, DOI: 10.1016/j.jmmm.2016.12.121 (2017)
- (18) Y. Sakaki and T. Sato: "Large signal eddy current losses beyond 100kHz", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-20, pp.1487-1489, DOI: 10.1109/TMAG.1984.1063478 (1984)
- (19) N. Ono, Y. Uehara, T. Onuma, T. Taniguchi, N. Kikuchi, and S. Okamoto: "Multimodal iron loss analyses based on magnetization processes for various soft magnetic toroidal cores", J. Magn. Magn. Mater., Vol.603, 172222, DOI: 10.1016/j.jmmm.2024.172222 (2024)
- (20) エフサステクノロジーズホームページ: 「大規模マルチスケール磁界シミュレーション EXAMAG LLG シミュレータ」, <https://www.fsastech.com/ja-jp/products/software/examag/>
- (21) JSOL ホームページ: 「電気機器設計開発のためのシミュレーションソフトウェア」, <https://www.jmag-international.com/jp/products/>
- (22) Oriano Bottauscio, Fausto Fiorillo, Cinzia Beatrice, Ambra Caprile, Alessandro Magni: "Modeling High-Frequency Magnetic Losses in Transverse Anisotropy Amorphous Ribbons", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.51, No.3, #2800304, DOI:10.1109/TMAG.2014.2361534 (2015)
- (23) Elias Paakkunainen, Lasse Laurson, Paavo Rasilo: "Coupled 2-D FEM and 1-D Micromagnetic Model for Transverse Anisotropy Tape-Wound Magnetic Cores", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.59, No.5, #7400604, DOI:10.1109/TMAG.2023.3239634. (2023)
- (24) Alessandro Magni, Oriano Bottauscio, Ambra Caprile, Federica Celegato, Enzo Ferrara, Fausto Fiorillo: "Spin precession by pulsed inductive magnetometry in thin amorphous plates", Journal of Applied Physics, Vol.115, No.17, #17A338, DOI: 10.1063/1.4867755 (2014)
- (25) Cinzia Beatrice, Samuel Dobák, Enzo Ferrara, Fausto Fiorillo, Carlo Ragusa, Ján Füzér, Peter Kollár: "Broadband magnetic losses of nanocrystalline ribbons and powder cores", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol.420, pp.317-323, DOI: 10.1016/j.jmmm.2016.07.045 (2016)
- (26) 大石恭輔, 齋藤鴻志, 佐藤敏郎, 曾根原誠, 南澤俊孝: 「LLG/Maxwell 疑似連成シミュレーションによる単磁区モデルの動的磁化反転および動的損失解析」, 第48回日本磁気学会学術講演会, シンポジウム「次世代パワーエレクトロニクスを見据えて軟磁性材料に求められるものは?」(2024)
- (27) 大石恭輔, 寺西英治, 夔田朗成, 曾根原誠, 佐藤敏郎: 「一軸磁気異方性を誘導した Co-Pd 置換 FINEMET 薄帯の異方性分散の推定」, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-25-078 (2025)

2 節 コンデンサ

2.1 パワーエレクトロニクス用コンデンサの使い分け

キーワード: エネルギー蓄積要素, リプル電流, 耐電圧, 寿命, 静電容量

パワーエレクトロニクス用途においてコンデンサは $X=1/\omega C$ (Ω) で表されるリアクタンス素子の役割だけでなく $W=1/2CV^2$ (J) で表されるエネルギー蓄積要素としての役割を担う。換言すると、交流回路だけでなく直流回路における振る舞い双方をパワエレ用途では同時に議論する必要がある。しかも、パワエレ回路が生み出す周波数成分はほとんどの場合単一ではなく低周波領域から高周波領域まで広い帯域を有し、その帯域は回路・制御方式によって様々である。

2.1.1 レーダーチャート

コンデンサからパワエレ回路を見ると、回路から流入する電流と印加される電圧を否応なしに受け入れるだけであり、評価軸は次の通り分類できる。

- リプル電流定格（低周波領域）
- リプル電流定格（高周波領域）
- 耐電圧
- 静電容量（リアクタンス ωL ）
- 寿命
- コスト
- 温度特性

リプル電流定格は低周波領域と高周波領域で分割している。これは、単相変換器が生み出す低周波（100 or 120 Hz）電流が流入する場合は、静電容量が必要であるだけでなく低周波領域での低損失化が求められるためである。例えば電解コンデンサの場合は大容量化が容易である一方で、低周波領域で ESR が増加する特性が欠点である。図 2.1.1.1 に上記評価軸と各コンデンサの特性をまとめたレーダーチャートを示す。

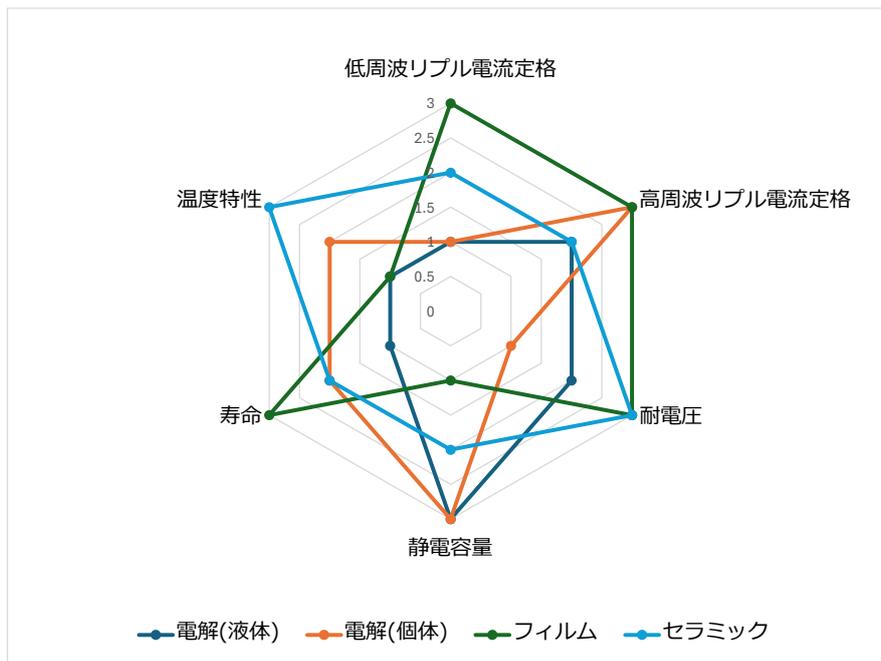


図 2.1.1.1 コンデンサレーダーチャート

ただし、コストに関しては評価基準が複数考えられるためレーダーチャートからは除外している。例えば、単位静電容量あたり (JPY/ μF) で考えるか、単位リプル電流定格あたり (JPY/A) で考えるかでレーダーチャートは変化する。また、パワエレ回路内で占めるコンデンサのコストで考える必要も考えられるが、上記の他の評価軸にも依存するため評価が難しい。

上記の評価軸で与えられるコンデンサの性能が進化した場合、それに併せて使用される回路技術も変化する（あるいは変わって欲しい）可能性がある。例えば、図 2.1.1.2 に示すように 450 V 耐圧の高分子固体コンデンサが実現されれば、200 V 系インバータに適用できるだけでなく、回路構成を NPC インバータ⁽¹⁾にすれば 400 V 系インバータにも応用できる。アルミ電解コンデンサのように低周波領域での ESR 増加が問題であれば、パワーデカップリング回路を導入し積極的に低周波リプル電流を低減することもできる⁽²⁾。また、異種コンデンサを並列接続することにより、例えば低周波領域の容量が必要な領域では液体電解コンデンサを使用し、高周波領域のスイッチングリプル成分の処理には固体高分子コンデンサを使うなどのアイデアも考えられる⁽³⁾。

以上の考え方は、パワー半導体デバイスの進化とともに採用される回路構成が見直されてきたこと、カスコード接続など異種半導体の組み合わせの採用例があることと、それぞれ同様の考え方である。

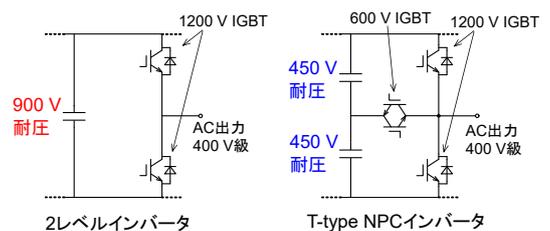


図 2.1.1.2 450 V 固体高分子コンデンサの 400 V 系インバータへの適用

2.1.2 使う側と作る側の視点

(1) 使う側

パワーエレ回路技術者の多くはコンデンサをブラックボックスとして見ており、電気特性（電流定格、耐電圧、静電容量）と物理的サイズ、寿命の3点を見ている。物理的サイズは単位体積あたりの定格電力であるパワー密度(W/cm³)が指標として使用されることが多い。ただし、パワーエレ回路の実電圧・電流波形はDC成分や低周波成分、および高周波成分などが多様に混在する場合が多いため、単一周波数のインピーダンス測定による電気特性では実使用時の特性（損失、寿命）を正確に見積もることが困難であり、結果としてマージンを設け選定されている。

以上の理由から、使う側は実使用時のデータ（例えば矩形波リプル電流流入時の損失特性）を本当は必要としている。あるいは使う側がコンデンサの実使用時のデータ取得方法を発信する必要がある。

(2) 作る側

パワーエレ回路内での実際の使われ方が見えていない可能性がある。例えば、容量をとにかく増やすべきか、損失を減らすべきかのどちらに重点をおくか不明確であり、またパワーエレ回路は多種多様な回路構成がある（ように見える）ため、各回路に適したコンデンサをそれぞれ用意する必要があるように見える。使う側からの要求をアプリケーションあるいは回路構成ではなく、コンデンサへどれだけの電気的ストレスがかかるか明確な数値で表してもらいたいことが望まれる。具体的には、環境温度、リプル電流（低周波領域・高周波領域それぞれ）、静電容量などが挙げられる。 [長谷川一徳]

文献

- (1) A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi: "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.17, No.5, pp.518-523, (1981)
- (2) T. Shimizu, K. Wada and N. Nakamura: "Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System", IEEE Trans. Power Electron., Vol.21, No.5, pp.1264-1272, Sep. (2006)
- (3) 久場大夢・長谷川一徳: 「三相インバータと单相 PFC 整流器における固体・液体アルミ電解コンデンサ並列接続による損失分担の測定」, 電気学会 半導体電力変換/家電・民生/自動車 合同研究会, SPC-24-226/HCA-24-046/VT-24-071, (2024 年 12 月)

2.2 セラミックコンデンサ

キーワード: 積層セラミックコンデンサ (MLCC), 常誘電体, 強誘電体, 反強誘電体, 信頼性, 電極材料

2.2.1 誘電体の分類と積層セラミックコンデンサとしての応用

誘電体は、物質の対称性や分極特性などに応じて主に常誘電体、強誘電体、反強誘電体に分類される。それらの特徴を以下に概説する。

(1) 常誘電体

電場印加によって誘電率が変化しない。一般的に比誘電率が 100~10¹ と低いため、低損失、高絶縁耐圧に向けた組成設計が基本となる。一般的に比誘電率の温度変化や時間変化（エージング）が極めて小さい。CaZrO₃ などが温度補償用 (Class-I) 積層セラミックコンデンサとして使用されている。酸化物では、Si, Al, Zr, Hf など価数の安定した陽イオンを選択することが多い。10² 級の高い比誘電率を得るためには、量子常誘電性もしくは前駆型強誘電性と呼ばれる特殊な常誘電性を示す物質系が有効となる。ただし、比誘電率の温度変化がやや大きくなる。代表的な物質としては、ルチル型 TiO₂, CaTiO₃, SrTiO₃, KTaO₃ などが知られている⁽¹⁾⁽²⁾。Bi₂SiO₅ 中の Bi を部分的に La で置換した物質は、10² 級の高い比誘電率を有するが、比誘電率の温度変化は非常に小さい⁽³⁾。Maxwell-Wagner-Sillars 効果⁽⁴⁾と呼ばれる現象を用いると、10⁴ 級の例外的に大きな比誘電率を得ることができ、粒界絶縁型コンデンサとして実用化されている。(近年では、コンデンサの大容量化、小型化の流れの中で、積層化が困難であることから減りつつある。)

(2) 強誘電体

電場印加によって誘電率が減少する。10² ~ 10³ の極めて高い比誘電率を得ることができる。代表的な物質としてペロブスカイト型酸化物である BaTiO₃ が高誘電率系 (Class-II) 積層セラミックコンデンサとして使用されている。比誘電率に強い温度依存性があるが、適切な添加元素を加えることによって温度変化を弱めることができる。また、時間と共に比誘電率が低下するエージングが見られることが多い。代表的な強誘電体物質系としては、ペロブスカイト型酸化物をはじめとして、層状ペロブスカイト型酸化物、タングステンブロンズ型酸化物などがある。構成元素として Ti, Nb, Pb, Bi などを含むものが多い。

(3) 反強誘電体

電場印加によって誘電率が増加する。印加電場が十分に小さい時の比誘電率は 10¹~10² であり、常誘電体よりも高い。水溶

性の酸化物や有機物を除くと、現在報告されている反強誘電体の数は強誘電体と比較して圧倒的に少ない。代表的な反強誘電体としてはペロブスカイト型酸化物の PbZrO_3 が知られている⁽⁵⁾。最近、チタン石型酸化物において新しい反強誘電体が報告されており、高電圧下における高い誘電率と優れた絶縁性を兼ね備えた新材料として期待されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

(4) 信頼性 (寿命, 絶縁破壊強度)

積層セラミックコンデンサに求められる信頼性はさまざまであるが、本質的な信頼性という観点では、高温、高電界下における絶縁性が重要である。一般的に、高温、高電界下で絶縁抵抗が劣化する問題があり、特に一層の厚さが薄くなった最先端の小型大容量積層セラミックコンデンサでは、その問題が顕在化している。絶縁抵抗劣化のメカニズムは複雑であり、セラミックスに内在する酸素欠損等の欠陥やセラミックスの不均質性に加えて、素子の構造欠陥や不均質性等にも強く影響される。

絶縁破壊強度と誘電率との間には負の相関があることが知られているが、高温負荷寿命と誘電率の相関については良く分かっていない。

(5) 電極材料

積層セラミックコンデンサは、誘電体セラミックス層と内部電極層とを積層して共焼結して製造されるため、誘電体の絶縁性を保ちながら、かつ電極を酸化させずに焼結する必要がある。Class-I、Class-II の積層セラミックコンデンサのいずれに関しても、開発当初にはその内部電極に Pt や Pd、Ag-Pd などの貴金属系材料が用いられていたが、耐還元性を有する誘電体の開発により現在では卑金属である Ni または Cu が主に使われている。また、PLZT 系の積層セラミックコンデンサでは積層圧電アクチュエータの製造で培われた技術を活かして Cu が内部電極として用いられている。

2.2.2 誘電率と信頼性のトレードオフ

誘電応答は、電子分極、イオン分極、配向分極、さらには物質中の電気特性の空間的不均一性による界面分極など、さまざまな分極現象に由来する。電子分極は、外部電場の印加により電子状態が励起されることによって生じる分極現象である。そのため、電子分極による誘電率は物質のエネルギーバンドギャップの逆数に比例する。一般的に、エネルギーバンドギャップが大きいほど絶縁性も高くなるため物質の誘電率と絶縁性の間には相反関係があり、高い誘電率と優れた絶縁性の間にはトレードオフが生じる。全ての分極現象は一種の励起現象として捉えることができるため、他の分極現象に起因する誘電率においても電子分極の場合と同様に、絶縁性との間に同様のトレードオフが生じると考えられる。

一方、印加する電場が著しく大きい場合には、局所電場によって化学結合が断ち切られることで電子伝導パスが形成され、絶縁破壊が生じる場合がある。誘電体中の局所電場の大きさが誘電率に比例するため、絶縁破壊強度と誘電率の間にもトレードオフが生じる。ただし、絶縁破壊にも種々の機構があるため、誘電率と絶縁性の関係に関する統一的な理解は確立していない。

材料の信頼性において絶縁性は重要な要素であるため、誘電率と絶縁性の間のトレードオフは、誘電率と信頼性の間のトレードオフにつながる。ただし、セラミックコンデンサの信頼性には添加物や粒界の性質が大きく影響するため、誘電率と信頼性の関係は作製プロセスに大きく依存することになる。実際の積層セラミックコンデンサにおいては、絶縁破壊を防止するために、通常は十分な信頼性が得られるマージンを取って定格電圧を設定する。定格電圧は絶縁破壊強度の 1/10 程度に設定することが多い。セラミックコンデンサの絶縁破壊による短絡故障はパワエレ装置の信頼性に大きく影響するため、その防止は極めて重要な課題である。しかし、その解決は新材料開発によるアプローチのみでは困難である。そのため、電極パターンのデザインや絶縁破壊の前駆現象の検出などによる事前回避と組み合わせ、多角的な取り組みが必要であると考えられる。

民生電子機器向けであれば、誘電損失がある程度小さければ特に優れた絶縁性が求められることは少ないが、今後パワエレ用途が拡大するにつれて、より優れた絶縁性が要求されるようになると予想される。現在、高温・高電圧用途では、 BiFeO_3 - SrTiO_3 系における材料開発などが進められている⁽⁸⁾。

[谷口博基, 萩原学, 廣瀬左京]

文献

- (1) R. A. Parker : "Static Dielectric Constant of Rutile (TiO_2), 1.6-1060°K", Phys. Rev.124, 1719 (1961)
- (2) G. Rupprecht and R. O. Bell : "Dielectric Constant in Paraelectric Perovskites", Phys. Rev.135, A748 (1964)
- (3) H. Taniguchi, S. Tawewaki, S. Yasui, Y. Fujii, J. Yamaura, and I. Terasaki : "Structural variations and dielectric properties of $(\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x)\text{SiO}_5$ ($0 \leq x \leq 0.1$): Polycrystallines synthesized by crystallization of Bi-Si-O and Bi-La-Si-O glasses", Phys. Rev. Materials 2, 045603 (2018)
- (4) A. R. Von Hippel : "Dielectrics and Waves", Wiley, (1954)
- (5) E. Sawaguchi and K. Kittaka : "Antiferroelectricity and Ferroelectricity in Lead Zirconate", J. Phys. Soc. Jpn. 7, 336 (1952)
- (6) Hiroki Taniguchi, Takumi Watanabe, Taro Kuwano, Akitoshi Nakano, Yukio Sato, Manabu Hagiwara, Hiroko Yokota and Kazuhiko Deguchi : "Unconventional Polarization Response in Titanite-Type Oxides due to Hashed Antiferroelectric Domains", ACS Nano 18, 14523-14531 (2024)
- (7) Toshiya Uohashi, Taro Kuwano, Manabu Hagiwara, Kenji Natori, Kazuhiko Deguchi and Hiroki Taniguchi : "Antiferroelectricity of titanite-type oxide SrTiGeO_5 and its potential for power electronics applications", Appl. Phys. Lett. 124, 182901 (2024)
- (8) T. Correia and M. Stewart : "A. Ellmore, and K. Albertsen, Lead-Free Ceramics with High Energy Density and Reduced Losses for High Temperature Applications", Adv. Eng. Mater. 19, 1700019 (2017)

2.3 フィルムコンデンサ

キーワード: フィルムコンデンサ, 低損失, 温度特性, 信頼性, セルフヒーリング, 薄膜化

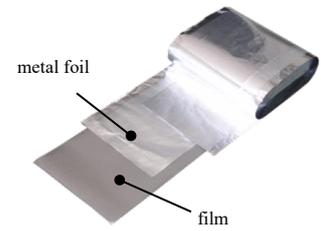
フィルムコンデンサとは、高分子のプラスチックフィルムを誘導体を使用したコンデンサのことである。(フィルムコンデンサ素子の外観を図 2.2.3.1 に示す。) フィルムコンデンサの素子は、フィルムとアルミなどの金属箔を重ね合わせて巻回し、コンデンサとした金属箔タイプのフィルムコンデンサ (a) とフィルム上に金属を極めて薄く蒸着した蒸着電極を巻回した蒸着金属タイプのフィルムコンデンサ (b) がある。

近年は、高い保安性と小型化が求められることから、セルフヒーリング (自己回復作用) 機能を有し、エネルギー密度が高い蒸着金属タイプのフィルムコンデンサが主流となっている。

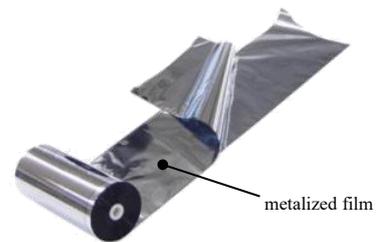
現在使われている誘電体フィルムは、ポリプロピレン (PP) フィルム、ポリエチレンテレフタレート (PET) フィルムが多く、その中でも高い信頼性、優れた電気特性 (低損失, 温度特性安定性など) を有する PP フィルムが多く用いられている。表 2.2.3.1 に PP, PET フィルム一般特性の一例を示す。

表 2.2.3.1 誘電体フィルムの一般特性

	melting point (°C)	density (g/cm ³)	relative dielectric constant (-)	tan δ (%)	dielectric breakdown strength (V/μm)
PP	160-170	0.9	2.2	0.02	550
PET	260	1.4	3.1	0.3	500



(a) 金属箔タイプ フィルムコンデンサ



(b) 蒸着金属タイプ フィルムコンデンサ

図 2.2.3.1 フィルムコンデンサ素子

2.3.1 高温特性

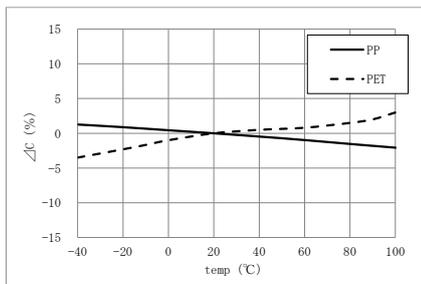
フィルムコンデンサの誘電体材料として使用されている PP フィルム及び PET フィルムコンデンサの温度変化に対する静電容量変化率 (20 °C 基準), 損失率及び絶縁抵抗の一例を図 2.2.3.2 に示す。

(1) 静電容量変化率

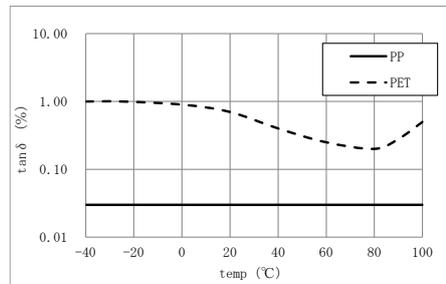
PP フィルムコンデンサは、-40 °C~100 °C の間で、静電容量が漸減する特徴があり、その変化率は、概ね 5% 程度と温度に対して優れた安定性を有している。一方で、PET フィルムコンデンサは、PP フィルムコンデンサ同様に安定した静電容量変化率を有するものの、静電容量が増加する傾向であり、PP フィルムの挙動と異なる。

(2) 損失率

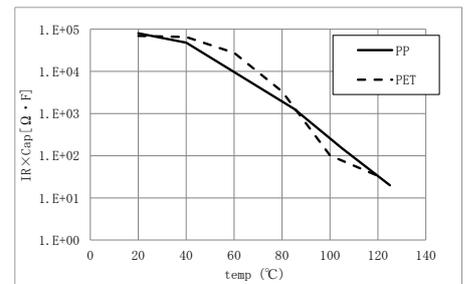
PP フィルムコンデンサは、温度に対してほぼ変化がなく、極めて低い損失率を維持している。一方で、PET フィルムコンデンサは、PP フィルムコンデンサと比較して、1 桁以上高い損失率となり、80 °C 付近をボトムとする変化が認められる。



(a) 静電容量変化率-温度特性



(b) 損失率-温度特性



(c) 絶縁抵抗-温度特性

図 2.2.3.2 フィルムコンデンサの温度特性

静電容量変化率や損失率に着目すると、誘電体フィルムの種類により、温度特性が変わるため、その特性を考慮した使われ方が必要となる。

(3) 絶縁抵抗

PP, PET フィルムコンデンサ共に、絶縁抵抗は、温度が上昇するに伴い絶縁抵抗が低下する傾向がみられる。

これらの誘電体フィルムは、結晶性の有機高分子材料であり、温度が上がっていくと分子運動が活発になっていき、最終的に結晶部分が壊れて流動性（融点）を持つようになる。

分子運動が活発化すると高分子中の電子やイオンの移動が容易になり、フィルムの絶縁抵抗が低下していき、耐電圧性能の低下につながる。

上記で、温度特性（高温特性）によってフィルムコンデンサ素子の特性が変化することを示した。コンデンサ温度が上がる要因の一つである等価直列抵抗（ESR：Equivalent Series Resistance）について以降で説明する。

2.3.2 等価直列抵抗

コンデンサの温度上昇は、周囲温度とコンデンサで生じる損失による自己発熱が主要因となる。ここでは、コンデンサの内部で生じる交流成分による損失について述べる。

図 2.2.3.3 に等価的な抵抗成分を示す。主に損失に寄与する抵抗成分は、誘電体分極遅れに伴う抵抗成分 R_d と電極などの導体成分 R_c 、そして誘電体フィルムの絶縁抵抗成分 R_i の3つである。

コンデンサの交流電流成分による損失を左右する重要な要素として、ESR がある。図 2.2.3.3 において、ESR に影響する因子は、交流電流成分による損失影響がほとんどない絶縁抵抗成分である R_i を除く、 R_d 及び R_c の2つとなる。

R_d に着目すると、 R_d と C （静電容量）の直列回路となっている。ここに周波数 f (Hz) の交流電圧 v (V) を印加すると、図 2.2.3.4 に示すような関係性の電流が流れる。 I_d (A) は R_d によって生じる電流の大きさ、 I_c (A) は C に流れる電流、 δ_0 は誘電損失角と呼ばれ、フィルムの特性によって決まる値である。

R_d と C の直列回路構成に対して v が印加されるので、 I_d と I_c は

$$I_d = \frac{v}{R_d} \tag{2.2.3.1}$$

$$I_c = 2\pi f C v \tag{2.2.3.2}$$

となる。図 2.2.3.4 で δ_0 の正接をとると、以下の式となる。

$$\tan \delta_0 = \frac{I_d}{I_c} = \frac{1/R_d}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi f C R_d} \tag{2.2.3.3}$$

R_d による電力損失を P_0 (W) とすると、図 2.2.3.4 の v と I_d の積が P_0 となる。

I_d は、通常 δ_0 が極めて小さいので、 $\sin \delta_0 \cong \tan \delta_0$ として近似でき、以下で表される。

$$I_d = I \sin \delta_0 \cong I \tan \delta_0 \tag{2.2.3.4}$$

P_0 は、以下となる。

$$P_0 = v I_d = v I \tan \delta_0 \tag{2.2.3.5}$$

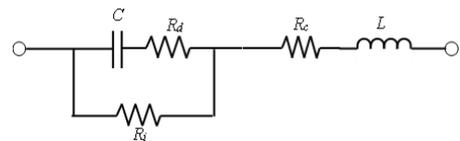
誘電体損失を生じさせる等価直列抵抗を ESR_0 (Ω) とした、この ESR_0 に電流 I が流れると、

$$I^2 ESR_0 = P_0 \tag{2.2.3.6}$$

と考えることができる。式(2.2.3.6)に式(2.2.3.5)を代入して解くと式(2.2.3.7)となる。

$$ESR_0 = \frac{P_0}{I^2} = \frac{v I \tan \delta_0}{I^2} = \frac{\tan \delta_0}{2\pi f C} = \frac{1}{(2\pi f C)^2 R_d} \tag{2.2.3.7}$$

これが、誘電体フィルムの分極遅れに伴う ESR となる。



C (F) : 静電容量
 R_d (Ω) : フィルムの誘電損失に起因した抵抗成分
 R_c (Ω) : 蒸着金属や引き出し電極などの導体抵抗成分
 R_i (Ω) : フィルムの絶縁抵抗成分

図 2.2.3.3 電力損失等価回路

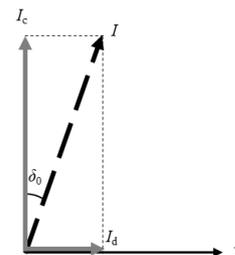


図 2.2.3.4 電圧と電流の関係

次に、導体成分 R_c に関しても、ESR 成分を求める。ESR₀ のときと同様に、**図 2.2.3.3** の R_c に着目すると、C が存在しない R_c のみのモデルとなる。これに v を印加したときに流れる全電流の大きさを I 、 R_c に流れる電流を I_e とすると、

$$I_e = I \tag{2.2.3.8}$$

となり、 R_c による電力損失を P_c (W) とすると、

$$P_c = R_c I_e^2 = R_c I^2 \tag{2.2.3.9}$$

となる。

導体損失を生じさせる等価直列抵抗を ESR₁ (Ω) としたとき、この ESR₁ に電流 I が流れると、

$$I^2 ESR_1 = P_c \tag{2.2.3.10}$$

と考えることができる。式(2.2.3.10)に式(2.2.3.9)を代入して解くと式(2.2.3.11)となる。

$$ESR_1 = \frac{P_c}{I^2} = \frac{R_c I^2}{I^2} = R_c \tag{2.2.3.11}$$

よって、コンデンサ全体の抵抗成分 ESR (Ω) は、

$$ESR = ESR_0 + ESR_1 = \frac{\tan \delta_0}{2\pi f C} + R_c \tag{2.2.3.12}$$

で求められる。

R_c は、様々な構成要素が考えられるため、フィルムコンデンサの ESR 設計では、構成要素ごとの ESR 成分を合算して求めている。

2.3.3 誘電材料の将来、薄膜化の限界

近年、あらゆる製品が小型化、高密度化しており、フィルムコンデンサも更なる小型化、高密度化が求め続けられている。

コンデンサに求められる電気特性としては、静電容量があり、必要とされる静電容量の大きさでコンデンサの体積は大きく変わる。

フィルムコンデンサの静電容量は、フィルム厚みと電極面積で変化し、次式にて表される。**図 2.2.3.5** にフィルムコンデンサのイメージ図を示す。

$$C = \epsilon_0 \times \epsilon_s \times S / d \tag{2.2.3.13}$$

- C (F) : 静電容量
- ϵ_0 (F/m) : 真空中の誘電率
- ϵ_s : 比誘電率
- S (m²) : 電極面積
- d (m) : フィルム厚み

フィルムコンデンサの小型化を進めるに当たり、単位体積当たりの静電容量を増やすためには、

- 1) フィルム厚み d を小さくする
 - 2) 誘電体の比誘電率を上げる
- ことが必要となる。

これまで、蒸着金属タイプのフィルムコンデンサの小型化は、市場で主として使用されている PP フィルムを薄くしていく（フィルム厚み d を小さくする）ことで実現している。

図 2.2.3.6 に PP フィルムの体積（フィルム厚み）変遷を電鉄用平滑コンデンサ（1650 V 級）と車載用平滑コンデンサ（450 V 級）を代表例として示す。

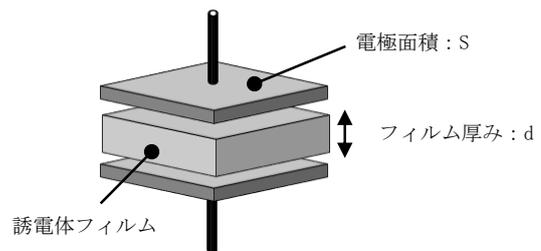
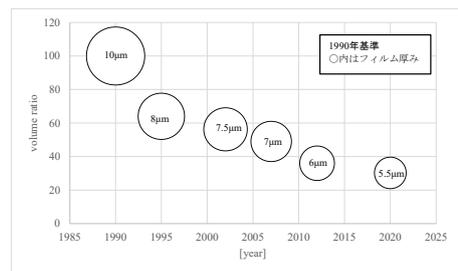
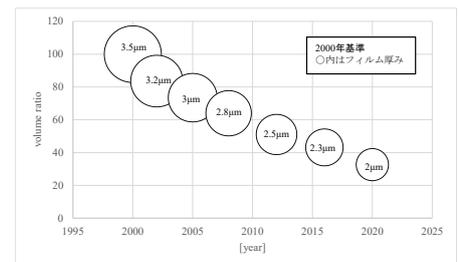


図 2.2.3.5 コンデンサのイメージ図



(a) 1650 V 級 電鉄用平滑コンデンサ



(b) 450 V 級 車載用平滑コンデンサ

図 2.2.3.6 体積（フィルム厚み）変遷

フィルムの製膜技術、蒸着パターンや加工の最適化などによる薄膜化した材料を使いこなすコンデンサ技術の進捗により、単位厚み当たりの耐電圧性能を向上させることで、使用電圧は同じまま、フィルムの薄膜化を進めてきた。

表 2.2.3.1 に示すような PP フィルムの絶縁破壊強度 $550 \text{ V}/\mu\text{m}$ （常温：瞬時耐圧）から考えるとフィルムコンデンサに使用されている電圧 PP フィルムの耐電圧性能の限界に近付いていることがわかる。

現時点で上市されている PP フィルムの厚みは、最薄で $2 \mu\text{m}$ であり、生産性の面からも限界の厚みに近づきつつある。

もう一つのアプローチとなる誘電体の比誘電率を上げる取り組みは、電気特性面、コスト面などで、PP フィルムを超えることが難しいため、PP フィルムでは実現できない高温領域での適用を付加価値として、各社開発を進めている。一部のフィルムコンデンサメーカーからは、 $125 \text{ }^\circ\text{C}$ 耐用等のフィルムコンデンサも上市されつつあるが、PP フィルムコンデンサにとって代わるにはコスト面も含めて、まだ少し時間がかかりそうである。

2.3.4 信頼性

フィルムコンデンサは、高信頼性が特長である。この高信頼性は、蒸着電極タイプのフィルムコンデンサが有するセルフヒーリング及び蒸着パターン形成によるヒューズ動作機構付与による高い保安性で実現している。

そのため、蒸着電極タイプのフィルムコンデンサの期待寿命は、静電容量減少を故障モードとして期待寿命を算出することが一般的である。静電容量減少は、期静電容量に対して、 $5\sim 10\%$ 減少したときとすることが多い。

以降で、保安性に関連するセルフヒーリング及びヒューズ動作機構について説明する。

まず、セルフヒーリングについて、**図 2.2.3.7** に模式図を示す。蒸着電極タイプのフィルムコンデンサは、誘電体フィルムに非常に薄い金属膜を形成させ、電極としている。誘電体フィルムに、絶縁欠陥部など、耐電圧性能が低下した部分（フィルム弱点部）が存在すると、通電により、フィルム弱点部で局所的な絶縁破壊が発生する。その際、周囲に蓄えられたエネルギーが故障点に流入することで、故障点近傍の蒸着電極を瞬時に蒸発飛散させ、故障点から必要な絶縁距離を確保し、絶縁が回復する。これを一般的にセルフヒーリングと呼ぶ。

次に、ヒューズ動作機構について、**図 2.2.3.8** にその模式図を示す。蒸着電極タイプのフィルムコンデンサは、蒸着金属面に蒸着電極部と非蒸着金属部からなるパターン形状をある程度任意に形成することができる。これを蒸着パターンと呼ぶ。ヒューズ動作機構付き蒸着フィルムでは、小電極群に分割させた蒸着パターンを形成し、それぞれの小電極にヒューズを付与する。そのヒューズの効果は、フィルム弱点部で、セルフヒーリングでは抑えられない大きな局所的絶縁破壊が発生したときに、故障点に流入する電流によりヒューズを溶断させてその小電極を切り離し、コンデンサ機能を維持させることである。

最後に、フィルムコンデンサの保安性を確認した例を紹介する。コンデンサ温度を $105 \text{ }^\circ\text{C}$ とし、コンデンサに段階的に一定時間、直流電圧を印加したときの静電容量変化率を **図 2.2.3.9** に示す。コンデンサへの印加電圧を上げていくと、ある電圧領域から静電容量が減少していくのがわかる。この静電容量減少は、局所的絶縁破壊が起こった小電極部がセルフヒーリング及びヒューズ動作機構にて、コンデンサ電極から徐々に切り離された結果である。電圧を印加し続けると、全ての小電極部に付与されているヒューズが動作し、最終的にはオープン状態となる。

セルフヒーリング及びヒューズ動作機構は、誘電体として PP フィルム

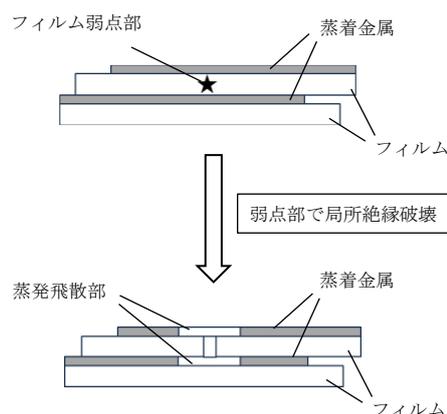


図 2.2.3.7 セルフヒーリングの模式図

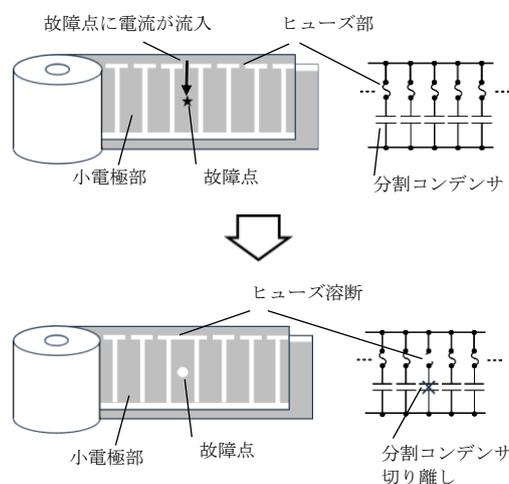


図 2.2.3.8 ヒューズ動作機構の模式図

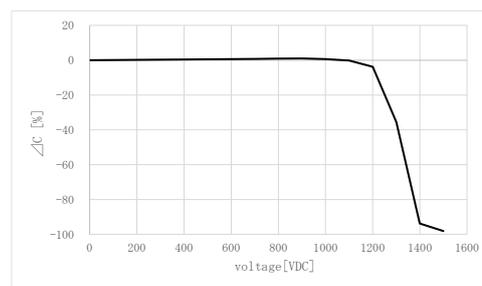


図 2.2.3.9 静電容量変化率－電圧

ムを用いることで優れた性能を発揮する。しかしながら、誘電体フィルムの種類が変わると、このセルフヒーリングやヒューズ動作の性能が変わるため、誘電体フィルムを変更する場合には、保安性も考慮した蒸着パターン設計をする必要がある。

[小山隆平]

2.4 電解コンデンサ

キーワード: アルミ電解コンデンサ, 電極箔, エッチング, 化成 (アノード酸化), 電解質, 特性比較レーダーチャート

2.4.1 電解コンデンサの概要

受動部品であるコンデンサの中で、電解コンデンサは、体積あたりの容量が大きい特長を有する。電解コンデンサのこの特長は、その電極に使用する金属の表面処理技術によって得られていると言っても過言ではない。実際に電解コンデンサは、電極に使用する金属種によって（例えば、Al を使用すれば「アルミ電解コンデンサ」、Ta を使用すれば「タンタル電解コンデンサ」のように）分類される。その中でも、電極に Al を使用したアルミ電解コンデンサでは、幅広い分野で様々な用途に対応すべく、**図 2.2.4.1** に示したような様々なサイズ、形状、特性の製品が各社からラインナップされている。

アルミ電解コンデンサは、**図 2.2.4.2** のように、陽極箔／セパレータ／陰極箔を重ねて巻いた巻回素子に液体もしくは固体の電解質を含浸させ、アルミケース、封口材で封止

した構造となっている。陽極箔と陰極箔の表面は、いずれも多孔質化されており、陽極箔の多孔質層の表面には、誘電体酸化皮膜として Al_2O_3 が形成されている。すなわち、アルミ電解コンデンサの内部では、陽極箔の金属部分が陽極、陽極箔表面の Al_2O_3 が誘電体酸化皮膜、電解質、セパレータおよび陰極箔が陰極として機能する。

コンデンサの容量 C は、下記の式(2.2.4.1)に示されるように電極面積 S に比例し、電極間距離 d に反比例する。

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad (2.2.4.1)$$

ここで、 ϵ_0 は真空の誘電率 (8.854×10^{-12} F/m)、 ϵ_r は誘電体酸化皮膜の比誘電率である。2.4.2 において詳述するが、アルミ電解コンデンサの誘電体酸化皮膜の ϵ_r は 8~10 であり、他のコンデンサと比べて大きいわけではない。しかし、電気化学的処理によって陽極箔の表面積を拡大し、極めて薄い誘電体酸化皮膜を形成することができるため、アルミ電解コンデンサにおいては、体積あたりの容量を他のコンデンサと比べて大きくすることができる。

2.4.2 電極箔

(1) 電解コンデンサ用電極箔の概要

2.4.1 で述べたように、電解コンデンサにおける電極箔は、その最大の特長である体積あたりの容量を支配する極めて重要な材料である。さらに、陽極箔表面には誘電体酸化皮膜が存在しているため、その耐電圧や損失等も支配する。以上を踏まえて、電極箔に必要な物性・機能を挙げると以下ようになる。

(ア) 表面積が大きいことが求められる。式(2.2.4.1)より、コンデンサの高容量化は電極面積を大きくすることで達成されることがわかるが、単純に電極面積を大きくすると製品体積が大きくなってしまふ。そのため、製品体積あたりの容量を大きくするためには、電極箔の表面を多孔質化させて表面積を拡大させる必要がある。電極箔表面を多孔質化させる手法としては、物理エッチング、化学エッチング、電気化学エッチング、微粒子蒸着および微粉末焼結等が挙げられるが、溶解量や溶解速度を電氣量や温度等で制御でき、他の手法と比較して工業的に優位である電気化学エッチング（以下、エッチングと称す）が最も一般的である。



図 2.2.4.1 各種アルミ電解コンデンサ

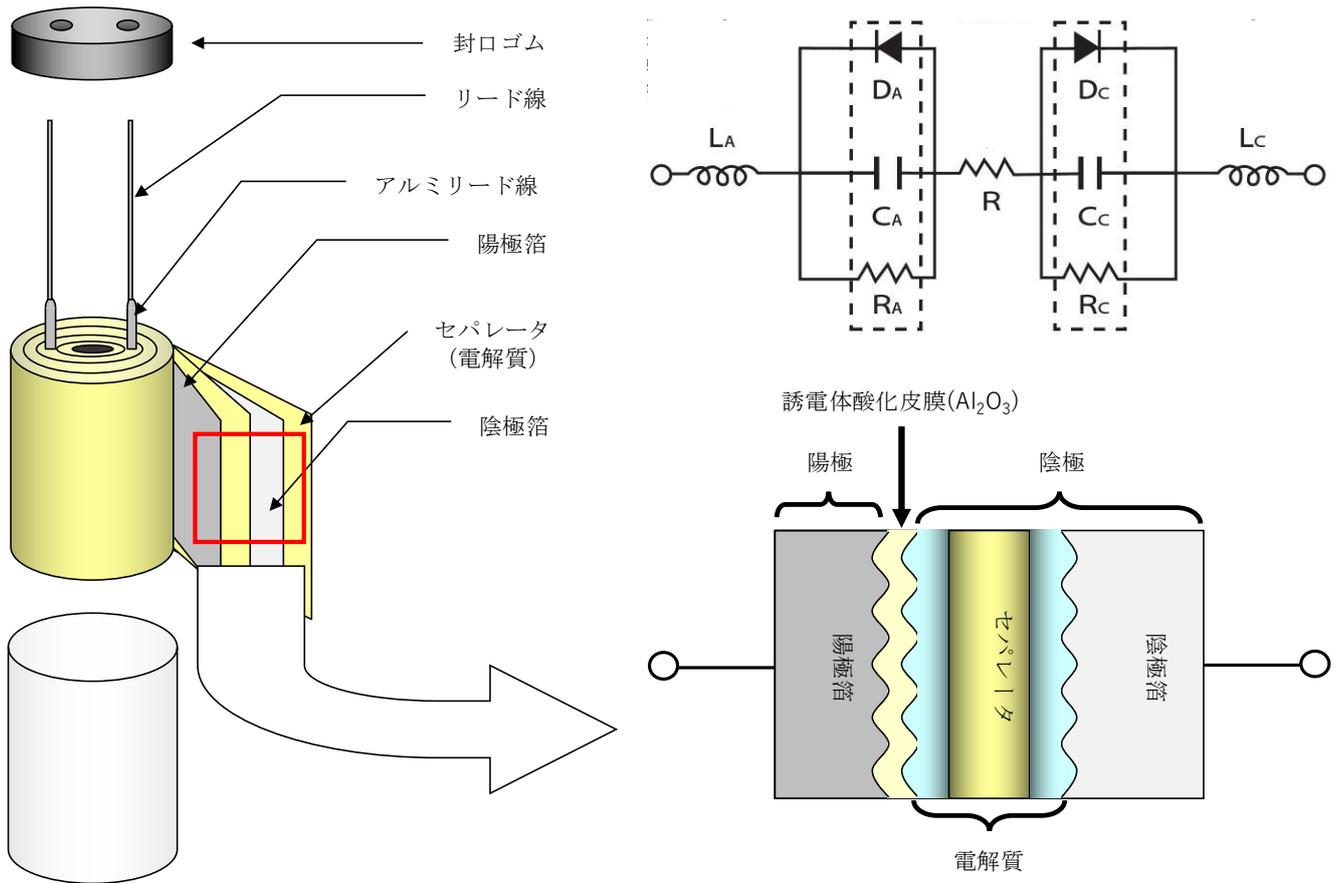


図 2.2.4.2 アルミ電解コンデンサの素子構造と基本モデル

(イ) 誘電体酸化皮膜の比誘電率が大きく、膜厚が薄いことが求められる。陽極箔の誘電体酸化皮膜は、エッチングで多孔質化させた Al 箔にアノード酸化（水溶液中でアノード電流を流す処理）を行うことで得られる。その膜厚はアノード酸化時の電圧（以下、化成電圧と称す）に比例して厚くなり、この比例定数（化成電圧あたりの膜厚、Anodizing ratio） k (nm/V) は、誘電体酸化皮膜の種類ごとに固有の値を持つ。表 2.2.4.1 に各種金属にアノード酸化を行って得られる誘電体酸化皮膜の比誘電率 ϵ_r と k の値を示す。この k を用いると式(2.2.4.2)は、以下のように表すことができる。

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{k V_f} \tag{2.2.4.2}$$

ここで、 V_f は化成電圧である。化成電圧はコンデンサの定格電圧よりも高く設定する必要があるが、任意に設定することができない。そのため、式(2.2.4.2)より、コンデンサの高容量化は ϵ_r/k の値を大きくすることでも達成されることがわかるが、若干の例外を除いて ϵ_r と k は基本的にトレードオフの関係にあり、これらを独立に変化させることはできない。表 2.2.4.1 におけるもう 1 つの着目点は、ここで挙げた誘電体酸化皮膜の中で Al_2O_3 の ϵ_r/k 値が最も小さいことである。そのため、 Al_2O_3 とそれ以外の誘電体酸化皮膜の幾つかが含まれる複合酸化皮膜を形成することにより、Al 箔上の誘電体酸化皮膜の ϵ_r/k 値を増大できる可能性がある。これまでに Pore-filling 法⁽¹⁾、ゾル・ゲルコーティング/アノード酸化法⁽²⁾⁻⁽¹²⁾、MOCVD/アノード酸化法⁽¹³⁾および液相析出/アノード酸化法⁽¹⁴⁾等の手法によって (Ti, Ta, Nb, Si, Zr) - Al 複合酸化皮膜を形成する試みが報告されている。

(ウ) 誘電体酸化皮膜の耐電圧が高いことが求められる。より高い定格電圧のコンデンサを実現するためには、陽極箔により高い電圧までアノード酸化を行い、より厚い誘電体酸化皮膜を成長させる必要がある。高い電圧までアノード酸化を行うためには、アノード酸化に使用する電解液のアニオン種を適切に選択し、低濃度化して比抵抗を高くする必要がある⁽¹⁵⁾。しかし、一般的に高い電圧までアノード酸化を行うときに使用されるホウ酸水溶液の化成電圧の限界は、極限まで低濃度化して比抵抗を高くしても 1180 V であり⁽¹⁶⁾、アルミ電解コンデンサの定格電圧の上限が現時点において 700 V 程度に制限されている要因の 1 つとなっている。この課題を克服するため、アノード酸化用の新規電解液⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾および基材の新規前処理手法⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾の研究が行われており、これらの研究では、化成電圧 1500 V 以上における誘電体酸化皮膜の形成が試みられている。

表 2.2.4.1 各種金属にアノード酸化を行って得られる誘電体酸化皮膜の比誘電率 ϵ_r と化成電圧あたりの膜厚 k

	Relative dielectric constant, ϵ_r (-)	Anodizing ratio, k (nm/V)	ϵ_r/k (V/nm)
SiO ₂ (a)	3.5	0.4	8.9
Al ₂ O ₃ (a)	9.8	1.4	7.0
HfO ₂ (c)	21	1.9	11.1
ZrO ₂ (c)	23	2.0	11.5
Ta ₂ O ₅ (a)	27.6	1.7	16.2
Nb ₂ O ₅ (a)	41.4	2.5	16.6
WO ₃ (a)	41.7	1.8	23.2
TiO ₂ (c)	90	3.0	30.0

(a) 無定形酸化皮膜, (b) 結晶性酸化皮膜

(エ) 誘電体酸化皮膜の損失が小さいことが求められる。直流電圧にリプル電流が重畳されているときにコンデンサ内部で発生する損失 W は、下記の式(2.2.4.3)で表される。

$$W = V_{DC}I_L + I_R^2 ESR \quad (2.2.4.3)$$

ここで、 V_{DC} は直流電圧、 I_L は漏れ電流、 I_R はリプル電流、 ESR は等価直列抵抗である。式(2.2.4.3)中の漏れ電流 I_L や等価直列抵抗 ESR は、誘電体酸化皮膜の構造により大きく変化する。ただし、電解コンデンサの実使用環境においては、漏れ電流が極めて小さくて $I_L \ll I_R$ となる場合が多いため、コンデンサ内部損失の大部分はリプル電流による発熱と考えることができる。

$$W \approx I_R^2 ESR \quad (2.2.4.4)$$

さらに、 ESR は周波数に依存しない電解質抵抗 R_S と、周波数に依存する誘電体酸化皮膜の損失抵抗 R_{Ox} に分解できる⁽²¹⁾。

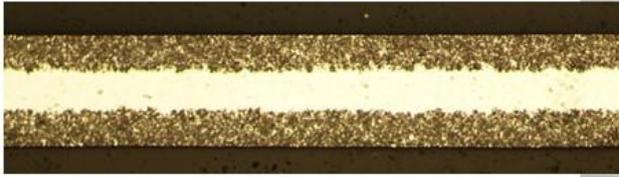
$$ESR = R_S + R_{Ox} = R_S + DF_{Ox}X_C = R_S + \frac{DF_{Ox}}{2\pi fC} \quad (2.2.4.5)$$

ここで、 DF_{Ox} は誘電体酸化皮膜の誘電正接、 X_C は容量性リアクタンス、 C は静電容量である。そのため、 $R_S \ll R_{Ox}$ となる低周波領域では、周波数の低下とともに ESR が増加する。商用電源の周波数付近では、 R_{Ox} の影響の方が大きくなる場合が多いため、コンデンサ内部損失を低減させて許容リプル電流を大きくするためには、 R_{Ox} の小さい誘電体酸化皮膜の開発が必要となる。

(オ) 誘電体酸化皮膜の化学的安定性が高いことが求められる。誘電体酸化皮膜として陽極箔の多孔質層表面に形成した Al_2O_3 の化学的安定性が低い場合、電極箔での保管状態では空気中の水分、コンデンサ内部では液体電解質中の水分と反応して Al_2O_3 が水和酸化物に変質したり、液体電解質や固体電解質に含まれる物質と反応して Al_2O_3 が溶解したりする可能性がある。これらの反応が進行した場合、 Al_2O_3 の絶縁性が大幅に低下し、コンデンサにおける耐電圧の低下や漏れ電流の増加が生じる。

(カ) 機械的強度が高いことが求められる。アルミ電解コンデンサ製造時の巻回工程では、電極箔に大きな曲げのストレスが加わるため、それに耐えうる機械的強度が必要となる。先述のとおり、アルミ電解コンデンサの高容量化のためには多孔質層の形成による電極箔の表面積の拡大が不可欠である。しかし、表面積の拡大に伴って多孔質層内で硬い誘電体酸化皮膜の割合が増加すると、電極箔の柔軟性が低下して巻回素子の作製が困難になる。この課題を解決するため、**図 2.2.4.3** に示したように電極箔の多孔質層に複数のクラックを設けて電極箔の柔軟性を向上させる技術が開発された⁽²²⁾⁻⁽²⁷⁾。この技術の適用により、巻回工程での曲げストレスによる新たなクラックの発生が抑制され、電極箔を滑らかに巻回した素子が作製可能となった例を**図 2.2.4.4** に示す。その結果として、巻回工程における不良率の低下のみならず、巻回型電解コンデンサにおける容量体積効率の向上のメリットも得ることができる。

クラックなし



クラックあり

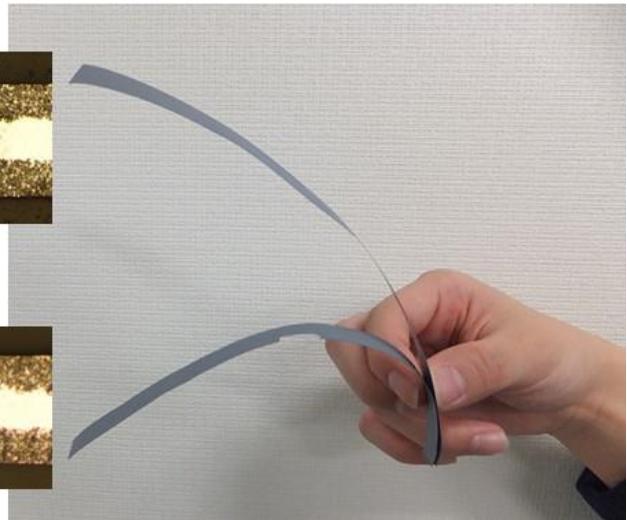
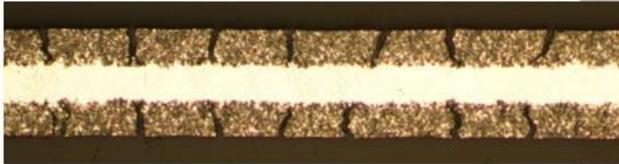


図 2.2.4.3 クラック導入技術による電極箔の柔軟性の向上

クラックなし



クラックあり

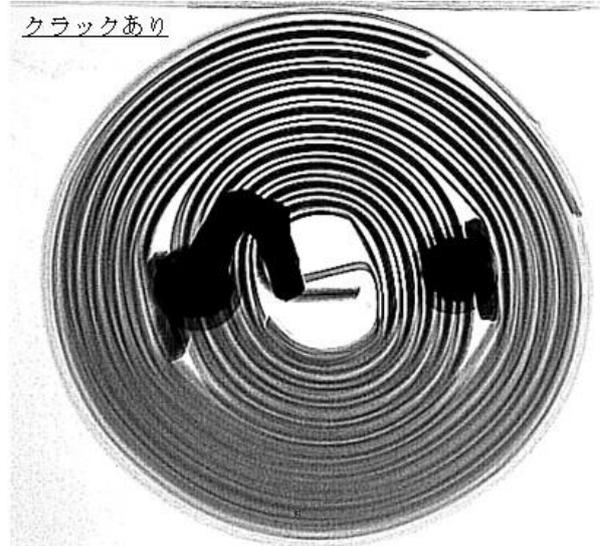


図 2.2.4.4 クラック導入技術によるアルミ電解コンデンサ巻回素子における巻回性の向上

(2) エッチング技術

アルミ電解コンデンサ用の陽極箔と陰極箔には、高純度（99.9～99.99%）の Al 箔にエッチングを行うことで、スポンジ状もしくはトンネル状の多孔質層を Al 箔の表裏両面に形成する。エッチングでは、ハロゲン含有の酸性溶液中に浸漬した Al 箔に交流電流もしくは直流アノード電流を与えて Al 箔の表面を溶解することにより多孔質層を得る。スポンジ状とトンネル状の構造は、一般的にコンデンサの定格電圧によって使い分けている。すなわち、定格電圧に比例した膜厚の誘電体酸化皮膜が必要となるため、低電圧用（定格電圧 100 V 以下）には一辺 0.1～0.5 μm の細かい立方体ピットを連結させたスポンジ状構造を、中・高電圧用（定格電圧 160 V 以上）には直径 1～2 μm の柱状ピットを電極箔表面から垂直方向に成長させたトンネル状構造を採用することで、いずれの定格電圧帯においても多孔質層が誘電体酸化皮膜によって埋まらないようにしている。

図 2.2.4.5 に低電圧用陽極箔の断面と酸化物レプリカ法⁽²⁸⁾による詳細構造の SEM 像を示す。このスポンジ状構造は、塩酸を主とする水溶液中で Al 箔に交流電流を流すプロセス（交流エッチング）により得られる。交流エッチングでスポンジ状構造が得られるメカニズムは、Dyer と Alwitt⁽²⁹⁾により提唱されたエッチピット伝播モデルで一般的には説明される。交流エッチングによってさらに表面積の大きな多孔質層を得るためには、より微細でより均一なスポンジ状構造を、より厚く成長させることが望まれる。この指針に従った電極箔の表面積拡大を目標とし、交流エッチングに使用する電解液⁽³⁰⁾や電流波形⁽³¹⁾等がエッチピットの成長過程や伝播挙動に与える影響に着目した研究開発が現在も継続的に行われている。

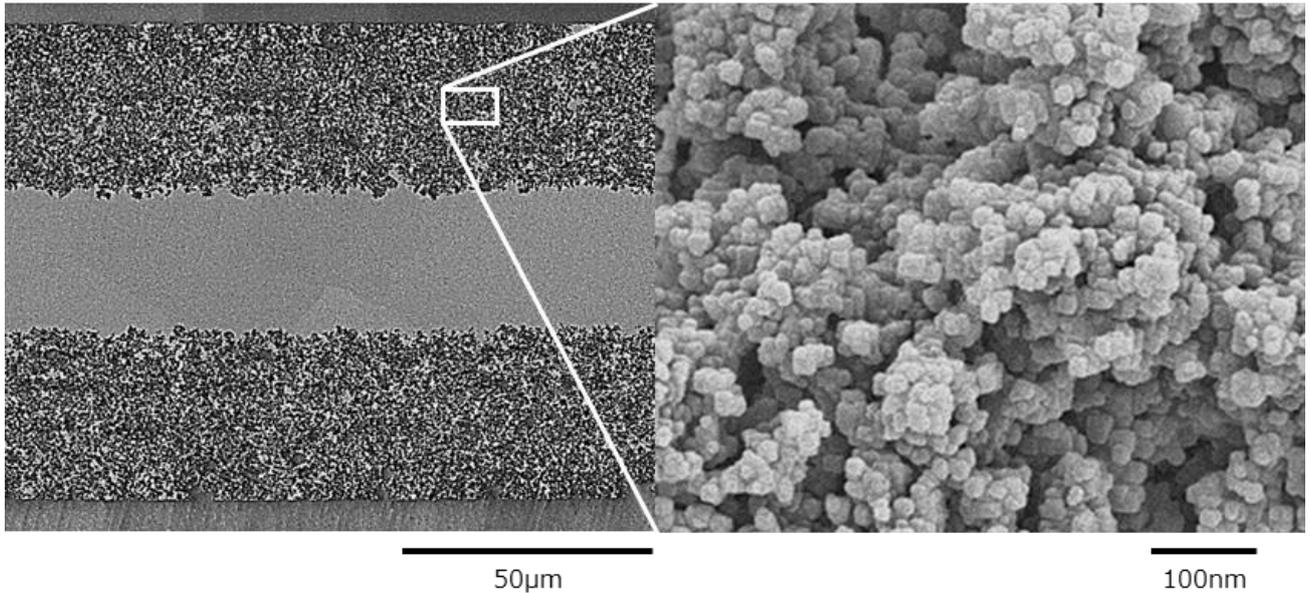


図 2.2.4.5 低電圧用陽極箔の断面と詳細構造（酸化物レプリカ）の SEM 像

図 2.2.4.6 に中・高電圧用陽極箔の断面（酸化物レプリカ法）と表面（電解研磨法で約 $10\ \mu\text{m}$ の深さまで研磨した表面）の SEM 像を示す。このトンネル状構造は、塩酸を主とする水溶液中で Al 箔に直流アノード電流を流すプロセス（直流エッチング）により得られる。柱状ピットの直径は約 $1\ \mu\text{m}$ 、長さは約 $50\ \mu\text{m}$ であり、数密度は約 $10^7\ \text{cm}^{-2}$ に達している。柱状ピットは $\langle 100 \rangle$ 方位に沿って成長することから、熱処理によって (100) 面に結晶配列させた Al 箔を直流エッチングに用いることにより Al 箔の表面に対して垂直方向に柱状ピットが成長する⁽³²⁾⁻⁽³⁴⁾。直流エッチングによってさらに表面積の大きな多孔質層を得るためには、Al 箔の表面で柱状ピットをより高密度かつより均一な面分布で発生させ、長さがより均一となるように成長させることが望まれる。その理想形態の 1 つとして、Al 箔の表面に六方最密充填した均一長さの柱状ピットを成長させたトンネル状構造が考えられる。ラボスケールでこの理想形態を実現するための手法は既に考案されており⁽³⁵⁾⁻⁽⁴⁰⁾、その量産化を目指した研究開発が現在も継続して行われている⁽⁴¹⁾。Al 箔の両面に六方最密充填した均一長さの柱状ピットを成長させたトンネル状構造が実現した場合、現行の中・高電圧用陽極箔と比較して、化成電圧 $215\ \text{V}$ では約 4 倍、化成電圧 $335\ \text{V}$ では約 3 倍、化成電圧 $650\ \text{V}$ 以上では約 2 倍の容量が得られる見込みである。

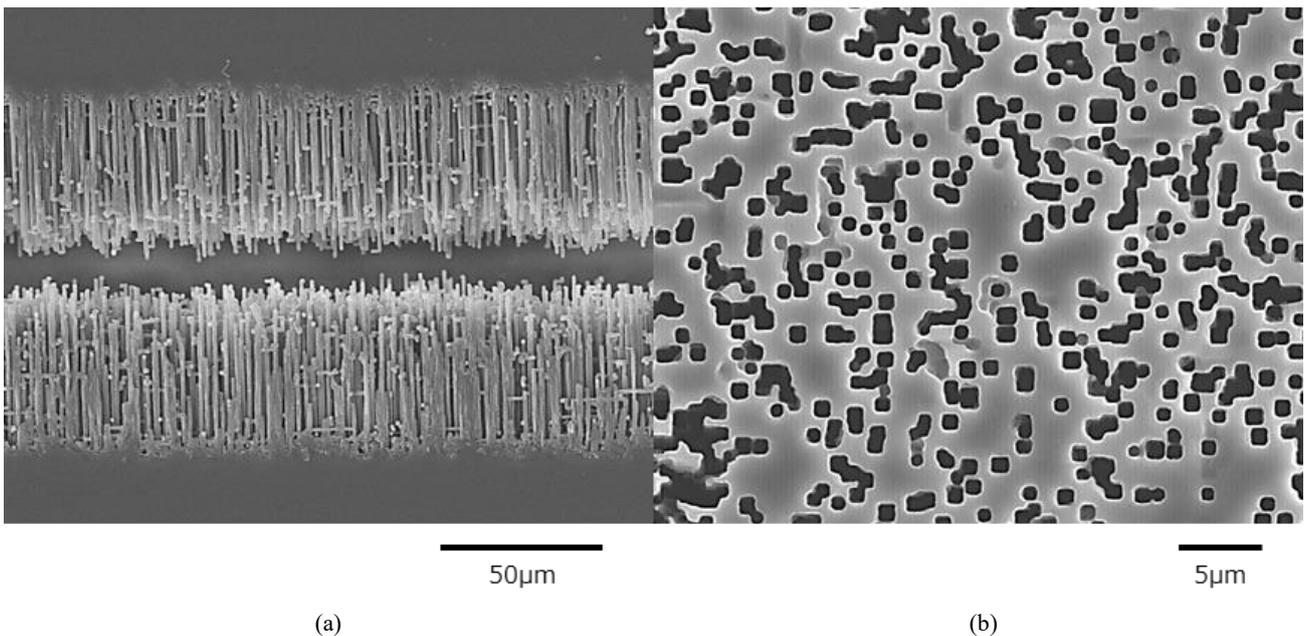


図 2.2.4.6 中・高電圧用陽極箔のトンネル状構造の SEM 像 (a) 断面（酸化物レプリカ）、(b) 表面（電解研磨深さ $10\ \mu\text{m}$ ）

(3) 化成技術

アルミ電解コンデンサ用の陽極箔には、エッチング等で多孔質層を形成した Al 箔にアノード酸化を行うことで、多孔質層の最表面に誘電体酸化皮膜を形成する。この誘電体酸化皮膜は、ハロゲン非含有の中性溶液中に浸漬した Al 箔に直流アノード電流を与え、Al 箔の最表面を酸化させることで得られる。得られる誘電体酸化皮膜は、アノード酸化の前処理手法を適宜変更することで、無定形酸化皮膜と結晶性酸化皮膜に作り分けすることができる。表 2.2.4.2 に無定形酸化皮膜と結晶性酸化皮膜の特性を示す⁽⁴²⁾。無定形酸化皮膜は、結晶性酸化皮膜よりも漏れ電流や誘電体損失が小さいため、電解コンデンサの低損失化を優先する場合に使用される。結晶性酸化皮膜は、無定形酸化皮膜よりも比誘電率がなくて膜厚が薄いため、電解コンデンサの高容量化を優先する場合に使用される。

表 2.2.4.2 アルミニウムにアノード酸化を行って得られる無定形酸化皮膜と結晶性酸化皮膜の特性比較

	Amorphous	Crystalline
Relative dielectric constant (-)	8.1	8.4
Anodizing ratio (nm/V)	1.3	0.9
Dissipation factor (-)	0.3 – 0.7%	1.0 – 1.4%
Density (g/cm ³)	3.1	3.6
Dissolution rate (relative)	100	1

誘電体酸化皮膜として無定形酸化皮膜を形成する場合には、ハロゲン非含有の酸性溶液中でアノード酸化を行ってポーラス型酸化皮膜を形成後、中性溶液中でアノード酸化を行ってポーラス型酸化皮膜の孔を埋める手法 (pore-filing 法) で誘電体酸化皮膜を形成する⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾。図 2.2.4.7 に、中・高電圧用陽極箔にシュウ酸水溶液中でアノード酸化を行ってポーラス型酸化皮膜を形成後、94 °C のホウ酸水溶液中で 500 V までアノード酸化を行ってポーラス型酸化皮膜の孔を埋めて得た無定形酸化皮膜の TEM 像を示す⁽⁴²⁾。一般的に、化学研磨や電解研磨等によって圧延時に Al 箔の表面に付着した油分や酸化皮膜を除去し、20 °C 程度の低温度でアノード酸化を行えば無定形酸化皮膜が成長すると言われているが、実際に 200 V を超える電圧までアノード酸化を行うと、無定形酸化皮膜の成長途中でその内部における結晶化とそれに伴うボイド生成が起りやすく、緻密な無定形酸化皮膜を得ることは容易ではない。一方、Pore-filing 法により形成した図 2.2.4.7 の無定形酸化皮膜は、ボイドが極めて少なく緻密であることが確認される。

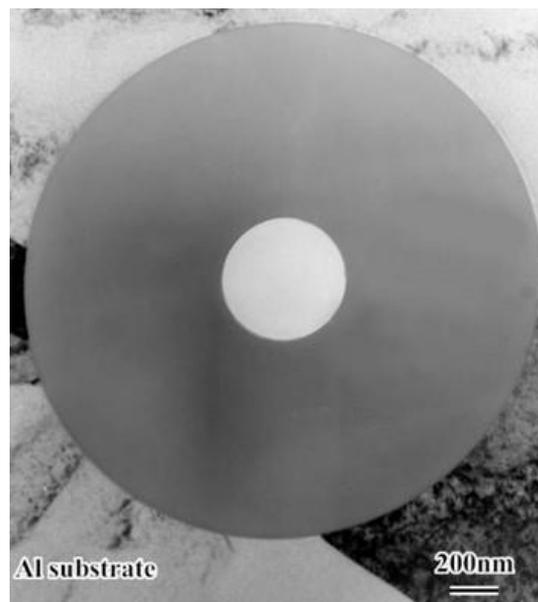


図 2.2.4.7 中・高電圧用陽極箔の柱状ピット内に形成した無定形酸化皮膜の TEM 像 (化成電圧 500 V)

誘電体酸化皮膜として結晶性酸化皮膜を形成する場合には、アノード酸化を行う前に Al 箔を沸騰蒸留水中に浸漬して Al 箔の表面に水和酸化皮膜（擬似ペーライト）皮膜を形成後、中性溶液中でアノード酸化を行って水和酸化皮膜を結晶性酸化皮膜 (γ - Al_2O_3 皮膜) に変化させる手法で誘電体酸化皮膜を形成する⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾。図 2.2.4.8 に、中・高電圧用陽極箔を沸騰蒸留水中に 20 分浸漬して水和酸化皮膜を形成後、94 °C のホウ酸水溶液中で 500 V までアノード酸化して得た結晶性酸化皮膜の TEM 像を示す⁽⁴²⁾。水和酸化皮膜は多孔質層と緻密層の 2 層から構成されており、化成電圧の上昇とともに徐々に結晶性酸化皮膜に変化する。アノード酸化前に形成した水和酸化皮膜がアノード酸化中に水和酸化皮膜/誘電体酸化皮膜界面で脱水されて結晶性酸化皮膜に変化すると同時に、同じ場所で生成された無定形酸化皮膜に取り込まれる。この結晶性酸化皮膜と隣接している無定形酸化皮膜は、電界の影響により徐々に結晶化され、最終的に誘電体酸化皮膜の全体にまで結晶化が進行する。さらに、結晶性酸化皮膜の内部には、低密度の水和酸化皮膜もしくは無定形酸化皮膜から高密度の結晶性酸化皮膜へ変化するとき生成したボイドが残存していることが確認される。

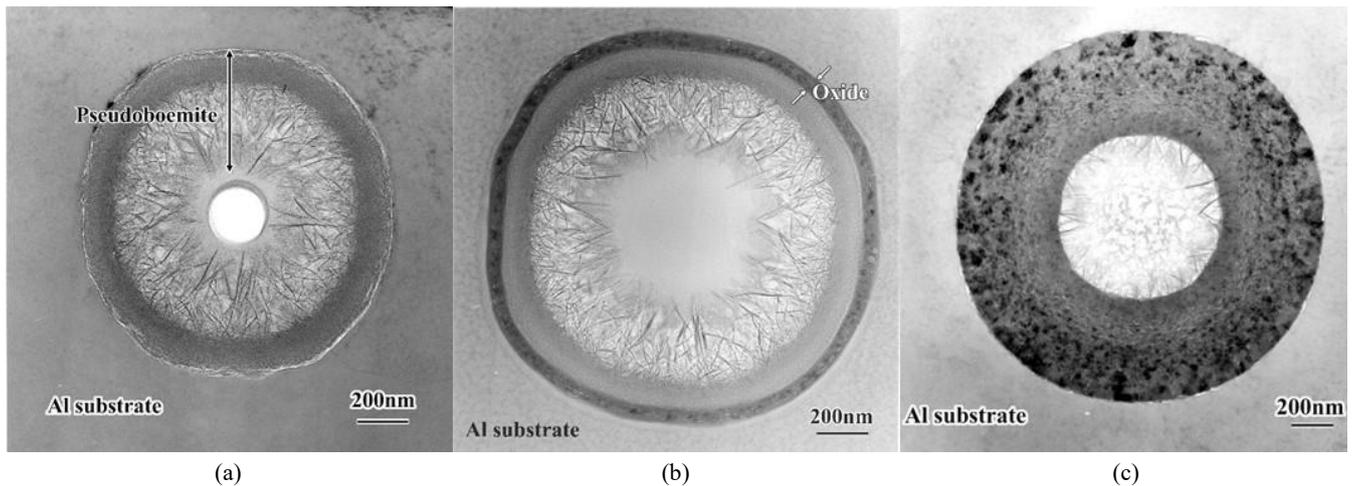


図 2.2.4.8 中・高電圧用陽極箔の柱状ピット内に形成した結晶性酸化皮膜の TEM 像
(a) 水和酸化皮膜, (b) 化成電圧 50 V, (c) 化成電圧 500 V

無定形酸化皮膜と結晶性酸化皮膜で漏れ電流や誘電体損失に差が生じる原因として、誘電体酸化皮膜の内部に残存しているボイド量の違いは重要であるが、それだけでは全てを説明することはできない。その一例として、図 2.2.4.9 に誘電体酸化皮膜形成後の Al 箔に熱処理を行うことで生じる誘電体酸化皮膜の耐電圧と DF_{ox} の変化を示す。

図 2.2.4.9 (a) は、85 °C のホウ酸水溶液中に浸漬した陽極箔（化成電圧 640 V）に 4 Am^{-2} の定電流を与えて測定された電圧値の時間変化曲線である。誘電体酸化皮膜形成後に熱処理を行わなかった陽極箔では、電圧は 640 V から時間に対してゆっくりと直線的に上昇する。一方、誘電体酸化皮膜形成後に熱処理を行った陽極箔では、電圧が過渡的に 695 V まで上昇後、時間とともに低下して極小となり、最終的には熱処理を行わなかった陽極箔と同一の直線をたどって上昇する。熱処理を行わなかった陽極箔で測定された直線的な電圧上昇は、定電流印加に伴う誘電体酸化皮膜の成長によるものと説明される。一方、熱処理を行った陽極箔で測定された過渡的な電圧上昇は、誘電体酸化皮膜の内部でイオン伝導のキャリアとなる格子間位置の可動イオンが、熱処理により格子点の空孔に遷移してイオン伝導度が低下するために生じると考えられている⁽⁴⁵⁾⁽⁵²⁾。熱処理後の定電流印加では、熱処理により格子点に遷移したイオンが、電界の影響により再び格子間位置に励起してイオン伝導度が上昇するために電圧が低下すると考えられる。さらに、定電流印加を長時間継続すると、やがて新たに励起される可動イオンの数が減少して電圧低下が停止し、誘電体酸化皮膜の成長に伴う電圧上昇が起こるようになる。

図 2.2.4.9 (b) は、誘電体酸化皮膜として 670~700 nm の無定形酸化皮膜を形成した平滑 Al 箔の電界強度による DF_{ox} の変化を示したグラフである⁽²¹⁾。誘電体酸化皮膜形成後に熱処理を行わなかった平滑 Al 箔では、 DF_{ox} は電界強度に依存せずに 1.4~1.5% の値を示す。一方、誘電体酸化皮膜形成後に熱処理を行った平滑 Al 箔では、 DF_{ox} が低電界強度の領域で大幅に低下すると同時に、電界強度依存性を示すようになる。さらに、熱処理後に定電流印加を行って幾分か誘電体酸化皮膜を成長させると、 DF_{ox} は熱処理を行わなかった場合とほぼ同じ挙動を示すようになる。この熱履歴による DF_{ox} の違いを、図 2.2.4.9 (a) の挙動の説明に導入した誘電体酸化皮膜の内部での可動イオン濃度の変化と紐づけると以下ようになる。すなわち、誘電体酸化皮膜形成後の可動イオン濃度が高い状態では、 DF_{ox} は電界強度に依存せずに高い値となるが、熱処理により可動イオン濃度が低下した状態では、 DF_{ox} が低電界強度の領域で大きく低下して電界強度に強く依存するようになる。そのため、誘電体損失の低い陽極箔の開発を今後進めるにあたっては、誘電体酸化皮膜内部の可動イオン濃度を大幅に低下させるためのアプローチが重要になると予想される。

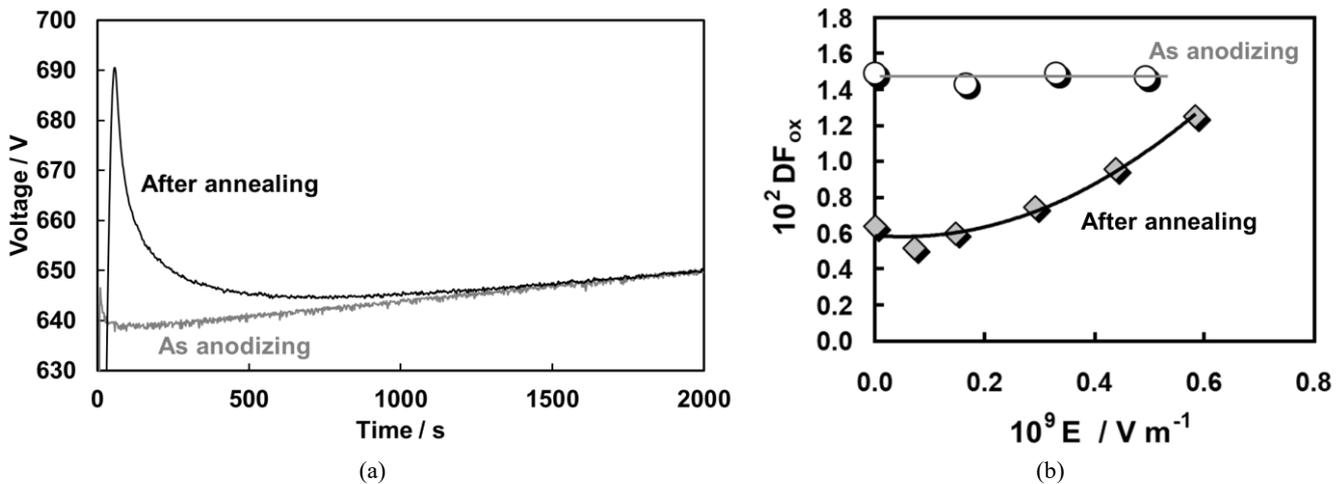


図 2.2.4.9 誘電体酸化皮膜形成後の熱処理による陽極箔の耐電圧および誘電正接 (DF_{ox}) の変化
(a) 定電流印加時 ($4 Am^{-2}$) の電圧の時間変化曲線, (b) DF_{ox} の DC 電界依存性

[長原和宏]

2.4.3 電解質

(1) 電解コンデンサ用電解質の概要

電解質は、電解コンデンサの周波数特性、温度特性、耐電圧、耐熱性、寿命、価格等を大きく左右する重要な構成材料である。電解質に必要な物性・機能を以下に挙げる。

(ア) 導電性がある (イオン伝導性 or 電子伝導性を有し、電荷を運ぶことができる) ことが必須となる。導電性が高い電解質を用いるほど電解コンデンサの ESR を低くできる。ただし導電性が高い電解質ほど耐電圧が低下する傾向にある。後述するが、一般的にはイオン伝導性の材料よりも電子伝導性の材料のほうがより高導電率であり、低 ESR の電解コンデンサを与える。ただし低い電圧帯でのみ適用される。

(イ) 陽極箔、陰極箔およびその他の構成材料に対して化学的に安定であることが求められる。アルミ電解コンデンサの場合、アルミニウムである陽極箔や陰極箔に対して化学的に安定であることが求められる (ここで、化学的に安定とはアルミニウムと化学反応を起こさないということを指す)。常温のみならず、高温 ($\sim 150^\circ C$) かつ長期間 (\sim 数千時間) にわたり化学的に安定であることが求められる。ご承知の通りアルミニウムは両性金属であり、酸性でもアルカリ性でも化学反応を起こしやすい性質があり、またハロゲン化合物にも弱いので、電解質の選択に大きな制約となる。また、電極箔以外の構成材料 (封口ゴム、セパレータ、タブ、巻止めテープ等) に対して、化学的に安定であることも必要である。

(ウ) 誘電体酸化皮膜の欠陥部・破壊部を陽極酸化または絶縁保護し、漏れ電流を減少させる機能が求められる。誘電体酸化皮膜は、不純物による欠陥、水和酸化皮膜による欠陥、ポイド欠陥等の欠陥⁽⁵³⁾が存在し、漏れ電流を誘発する。電解質は誘電体酸化皮膜の欠陥を保護する機能が必須である。保護の機能は主に 2 種類と言われており、一つは誘電体酸化皮膜の欠陥を陽極酸化によって補修する機能 (化成性)、もう一つは電解質そのものが局所的に絶縁化して欠陥部からの漏れ電流を防ぐ機能⁽⁵⁴⁾である。液体の電解質は前者、固体の電解質は後者が主である。

(エ) 低温 ($\sim -55^\circ C$) で導電性を維持できることが求められる。また、高温 ($\sim 150^\circ C$) で長期間、電解質自身が熱的に安定であり導電性が維持される必要がある。加えて、液体電解質に限った話ではあるが、コンデンサ系外に蒸散しにくいことも望まれる。電解コンデンサが設置される基板環境温度と、リップル負荷による自己発熱も加味した温度での安定性が求められることになる。

(オ) 誘電体酸化皮膜細孔内部に浸入され、充填される必要がある。前項で記載されているように、誘電体酸化皮膜は容量増大のため多孔質化されており、その多孔質体に十分充填されないと電解質として機能せず、コンデンサ特性が低下する。特に固体電解質の場合は、多孔質体への充填がコンデンサ特性を左右するため特に重要である。多孔質体へ充填しやすい材料の選択や、充填プロセスの工夫が実施されている。

(カ) セパレータに対して、濡れ性と充填性が高いことが望まれる。電解質がセパレータと濡れ、かつ十分に含浸して充填されて初めて電解質として十分な働きをする。こちらも(オ)と同様に、固体電解質の場合に顕著にコンデンサ特性を左右する。特に高周波域の ESR に大きな影響を与えるため、セパレータへの濡れ性と充填性の高い材料の選択が重要となる。

(2) 液体電解質

続いて、液体電解質について詳細に記載する。液体電解質は、有機溶媒に支持電解質を溶解させた構成が主となる。歴史的には、最初に液体電解質が用いられ、その後固体電解質が登場している。有機溶媒としては、古くはグリセリン、近年ではエチレングリコール⁽⁵⁵⁾、 γ -ブチロラクトン⁽⁵⁶⁾、スルホラン⁽⁵⁷⁾等が用いられている。単体で用いる場合もあるが、混合して用いる場合もある。有機溶媒のみではなく、水を多く添加する検討もされている⁽⁵⁸⁾。水は誘電率が高く、支持電解質の解離度を高めるため、液体電解質に加えると導電率が向上するが、背反として電極箔の水和反応を引き起こしやすくなり早期の劣化に繋がるため、水和抑制の工夫とともに使用される。支持電解質としては、アニオンとしてホウ酸や有機カルボン酸化合物、カチオンとしてアンモニウム化合物を用いる場合が多い。化合物の選択は、(1)で上述した(ア)～(カ)にのっとってなされる。例えば、(ア)導電率が高くなるように誘電率が高く粘性の低い溶媒と、解離度の高い支持電解質を選択する、(イ)電極箔を溶かさないう pH 範囲になるように支持電解質を調整する、(ウ)誘電体酸化皮膜欠陥の修復が起こりやすい(化成性の高い)溶媒と支持電解質を選択、(エ)熱的に安定であるものを選択、(オ)粘性が低く誘電体酸化皮膜多孔質体に含まれやすいものを選択、(カ)セパレータに濡れやすいものを選択、以上のような観点で化合物の選択がなされる。場合によっては、溶媒、支持電解質以外にも、「ハナグスリ」として種々の化合物を微量添加する場合もある(このあたりは電解コンデンサメーカー各社のノウハウで、あまり公にはされていない)。液体電解質は電荷移動がイオン伝導であるため、導電率の温度依存性が後述する固体電解質に比べて大きい。特に低温時の導電率低下が顕著となる。そのため、液体電解質を用いた電解コンデンサは低温下で ESR が上昇する、あるいは静電容量が減少するなど低温特性の低さが弱点となる。また、寿命は液体電解質の蒸散(ドライアップ)に依存する。

液体電解質の場合、電解質の導電率とコンデンサ耐電圧が反比例することが経験的に分かっており⁽⁵⁹⁾、耐電圧の高いコンデンサを設計する場合には、導電率の低い液体電解質を用いる。そのため、電圧の高い電解コンデンサほど ESR が高くなる傾向にある。

(3) 固体電解質

コンデンサの電解質として固体の材料が最初に用いられたのは、1950年代とされている。二酸化マンガン固体電解質として用いたタンタル電解コンデンサが製品化された。二酸化マンガン固体電解質は、液体の電解質よりも導電率が1桁高く、低 ESR の製品となった。現在でもこの構成の製品は製造・販売されている。アルミ電解コンデンサの場合は、TCNQ (7,7,8,8-テトラシアノキノジメタン) という有機半導体を固体電解質に用いた製品が1980年代に三洋電機から販売された⁽⁶⁰⁾⁽⁶¹⁾。TCNQ は液体電解質よりも導電性が1～2桁高く、また熱安定性に優れるため、それを固体電解質として用いたアルミ電解コンデンサは低 ESR・耐熱性・寿命に優れていた。その後、TCNQ よりもさらに1～2桁導電率が高い固体電解質としてポリピロール⁽⁶²⁾⁽⁶⁵⁾やポリ(3,4-エチレンジオキシチオフェン) [PEDOT]⁽⁶⁶⁾⁽⁶⁹⁾のような導電性高分子を用いた電解コンデンサ(導電性高分子アルミ固体電解コンデンサ)が1980年代後半から1990年代に上市され、現在広く普及している。

固体電解質を用いた電解コンデンサは、低 ESR・高耐熱・長寿命が特長であるが、一方で液体電解質の製品に比べて体積あたりの静電容量が小さい。その理由は上述(2)で言及した(ウ)の機能が液体電解質に比べて低いため、製品の定格電圧に対して、陽極箔の化成電圧を高く設計していることに起因する(2.4.1に記載があるように、コンデンサの容量は陽極箔の化成電圧に反比例するため、化成電圧を高くすると容量が減少することになる)。液体電解質は、誘電体酸化皮膜の欠陥を修復する機能があり、欠陥からの漏れ電流を最小限にする。一方で固体電解質の場合は、固体電解質自身に誘電体酸化皮膜の欠陥を修復する機能はなく、固体電解質に吸着しているわずかな水分が修復に寄与する程度とされている。固体電解質自身が漏れ電流によるジュール熱で局所的に絶縁化し、電流の漏れを抑制するとされる⁽⁶⁴⁾。そのため、製品の定格電圧に対して陽極箔の化成電圧を高くしてマージンを持たせる設計にしており、液体電解質よりも同体積で容量が小さくなる。

また、固体電解質を用いた場合の欠点として、高い耐電圧の製品への適用が難しい点がある。上市されている製品では、数十Vの定格電圧が上限となっている。その理由の一つは、上述の誘電体酸化皮膜欠陥の修復能が低いことが挙げられる。もう一つの理由として、固体電解質を用いると、電圧を上げた際に故障モードがショートになる点が挙げられる。導電性高分子を用いたアルミ電解コンデンサの場合は、誘電体酸化皮膜の欠陥付近で漏れ電流により絶縁体と化した導電性高分子が、高い電圧を印加した際に電流を流してしまいショート故障するメカニズムが考えられている。

(4) ハイブリッド電解質

上述した液体電解質と固体電解質の両方用いたものをハイブリッド電解質と呼ぶ。固体電解質には導電性高分子、液体電解質として有機電解液を用いたアルミ電解コンデンサが「導電性高分子ハイブリッドアルミ電解コンデンサ」という製品名で2010年代前半から上市されている⁽⁷⁰⁾。低 ESR・高耐熱を固体電解質で引き出し、耐電圧や漏れ電流特性を液体電解質で担保しており、両者の足りない部分を相補している。ただ単純に両者を組み合わせるだけでは特性は引き出せず、固体電解質の電気伝導度を妨げないような液体電解質の選択が必要であったり、固体電解質へ浸透しやすいような液体電解質の配合が要求されたりする。コンデンサメーカー各社が独自の固体電解質と液体電解質の組み合わせを行っている。結果として、固体電解質と同等な ESR を維持しつつ、固体電解質よりも高い耐電圧を有する電解コンデンサ製品が展開されている。漏れ電流も液体

電解質同等とまではいかないが、固体電解質に比べると大きく改善され、故障モードもオープンとなる。低温特性も固体電解質部分が担保するため、良好である。体積あたりの静電容量は、固体電解質と液体電解質との間に位置付く。液体電解質の寄与で誘電体酸化皮膜の欠陥修復機能を持つが、十分ではなく、陽極箔の化成電圧を少し高めに設計するためである。寿命は液体電解質のドライアップ時間に依存するため、基本的には液体電解質と大差ないが、ESR が低い分リプル発熱が抑えられるため、リップル重畳を含んだ寿命という観点からは、液体電解質よりも長寿命と言える。

2.4.4 異なる電解質を用いた電解コンデンサの特性比較

2.4.3 で述べた 3 タイプの電解質を用いたアルミ電解コンデンサの ESR およびインピーダンスの周波数特性を比較した (図 2.2.4.10)。液体電解質タイプは 10 kHz 以降の高周波域で ESR およびインピーダンスが高いのに対し、固体電解質タイプとハイブリッドタイプでは ESR およびインピーダンスが低くなっていることが分かる。固体電解質とハイブリッドの差はほぼないことも分かる。次に 125 °C における耐久性のデータを図 2.2.4.11 に示す。液体電解質タイプは液体電解質が蒸散しドライアップするため、静電容量低下や ESR 上昇が 2000 h を超えたあたりから顕著に見られる。一方で固体電解質タイプおよびハイブリッドタイプは電解質の熱安定性が高いため、4000 h の間で静電容量も ESR も安定しており長寿命であることが分かる。固体電解質タイプに比べて、ハイブリッドタイプは若干の静電容量低下が見られるが、これは液体電解質の影響である。続いて温度特性を比較した (図 2.2.4.12)。液体電解質タイプは -20 °C を下回る低温になると ESR が顕著に増大することが確認できるが、一方で固体電解質タイプとハイブリッドタイプは -55 °C まで非常に安定であり、良好な温度特性を示すことが分かる。

各種電解質を用いたアルミ電解コンデンサの諸特性をレーダーチャートで比較した (図 2.2.4.13)。固体電解質タイプとしては導電性高分子を用いた製品、ハイブリッドタイプは導電性高分子と液体電解質を用いた製品の性能で示した。三つのタイプを相対的に比較することとして、5 段階で示した。電解質に大きく依存する特性の中で、パワエレ用途としても重要度が高いと想定される特性を示した。静電容量は、製品定格電圧に対して陽極箔の化成電圧が低く設計できる液体電解質タイプが最も大きく、次いでハイブリッドタイプ、最も小さいのが固体電解質タイプとなる。耐電圧に関しても、誘電体酸化皮膜の修復機能が高い液体電解質タイプが最も高く、次いでハイブリッドタイプ、最も低いのが固体電解質タイプとなる。一方で、高周波の耐

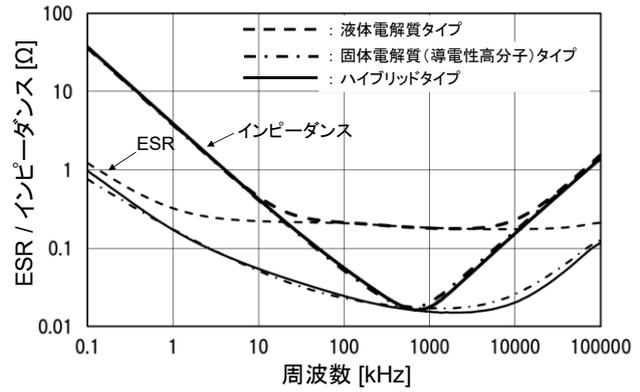


図 2.2.4.10 各種電解質を用いたアルミ電解コンデンサの ESR・インピーダンスの周波数依存性。20 °C での測定データ (製品仕様: φ6.3×5.8 L, 液体電解質およびハイブリッドタイプは 35 V/47 μF, 固体電解質タイプは 25 V/47 μF)

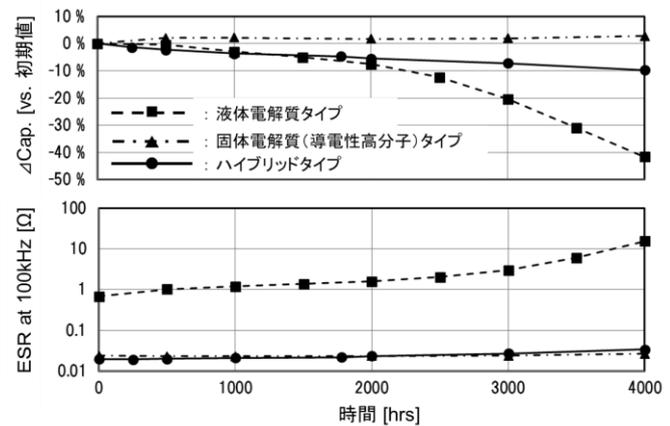


図 2.2.4.11 各種電解質を用いたアルミ電解コンデンサの 125 °C 耐久性試験 上: 静電容量 (120 Hz) の変化率 (初期を 0 % とした), 下: ESR (100 kHz) の推移。(製品仕様: φ6.3×5.8 L, 液体電解質およびハイブリッドタイプは 35 V/47 μF, 固体電解質タイプは 25 V/47 μF)

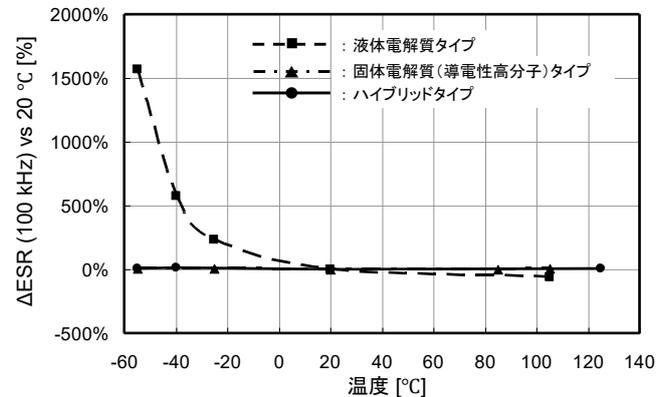


図 2.2.4.12 各種電解質を用いたアルミ電解コンデンサの温度特性。20 °C での ESR を 100 とし、変化率で示した。(製品仕様: φ6.3×5.8 L, 液体電解質およびハイブリッドタイプは 35 V/47 μF, 固体電解質タイプは 25 V/47 μF)

リップル性は、液体電解質タイプは低く（ESR が高いため）、固体電解質タイプおよびハイブリッドタイプは良好（ESR が低い）ためである。温度特性も、液体電解質タイプは悪く、固体電解質タイプおよびハイブリッドタイプは良好となる。寿命は、ドライアップしない固体電解質タイプが最も長く、次いでハイブリッドタイプ、最も短いのは液体電解質タイプとなる。価格は、基本的に安価な溶媒・支持電解質を用いている液体電解質タイプが最も安く、次いで比較的高価な導電性高分子を用いる固体電解質、両方用いるハイブリッドタイプは最も高い。パワーエレ用途の中でも、コンデンサに要求する特性がそれぞれ異なっていることが考えられ、最適な電解質タイプを選定することが有用と言える。また、近年は電子部品に関してもライフサイクルアセスメントの評価がされ始めてきており、使われ方によっても考えられるが、液体電解質タイプに比べて、固体電解質タイプおよびハイブリッドタイプのアルミ電解コンデンサは環境負荷が小さいとの試算例もあり⁽⁷¹⁾、今後のカーボンニュートラル社会に向けて期待がなされている。

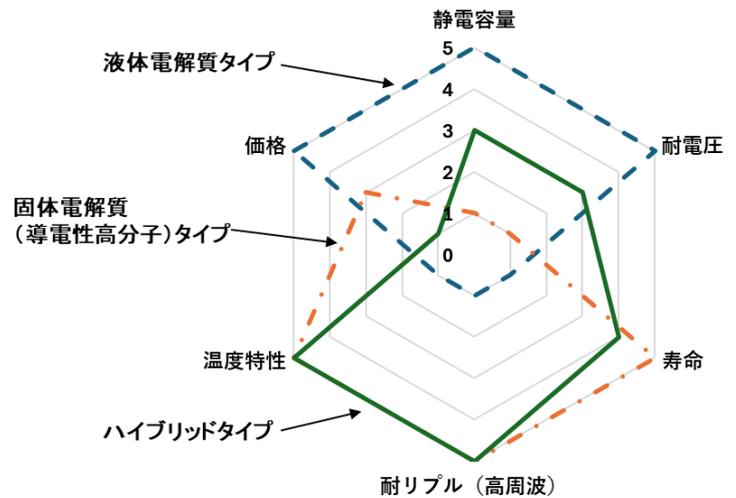


図 2.2.4.13 各種電解質を用いたアルミ電解コンデンサの特性比較レーダーチャート

[町田健治]

文献

- (1) M. Shikanai, M. Sakairi, H. Takahashi, M. Seo, K. Takahiro, S. Nagata and S. Yamaguchi : "Formation of Al/(Ti, Nb, Ta) - Composite Oxide Films on Aluminum by Pore Filling", J. Electrochem. Soc., Vol.144, No.8, pp.2756-2766 (1997)
- (2) 渡辺恵司, 坂入正敏, 高橋英明, 平井伸治, 山口貞衛 : 「ゾル・ゲルコーティング-Zr 酸化物に覆われたアルミニウムのアノード酸化」, 表面技術, Vol.50, No.4, pp.359-366 (1999)
- (3) K. Watanabe, M. Sakairi, H. Takahashi, S. Hirai and S. Yamaguchi : "Formation of Al-Zr composite oxide films on aluminum by sol-gel coating and anodizing", J. Electroanal. Chem., Vol.473, No.1-2, pp.250-255 (1999)
- (4) K. Watanabe, M. Sakairi, H. Takahashi, K. Takahiro, S. Nagata and S. Hirai : "Anodizing of Aluminum Coated with Zirconium Oxide by a Sol-Gel Process I. Effect of Heat Treatment on the Formation of the Anodic Oxide Film", Electrochemistry, Vol.67, No.12, pp.1243-1248 (1999)
- (5) K. Watanabe, M. Sakairi, H. Takahashi, K. Takahiro, S. Nagata and S. Hirai : "Formation of Composite Oxide Films on Aluminum by Sol-Gel Coating and Anodizing - For the Development of High Performance Aluminum Electrolytic Capacitors -", Electrochemistry, Vol.69, No.6, pp.407-413 (2001)
- (6) K. Watanabe, M. Sakairi, H. Takahashi, K. Takahiro, S. Nagata and S. Hirai : "Anodizing of Aluminum Coated with Silicon Oxide by a Sol-Gel Method", J. Electrochem Soc., Vol.148, No.11, pp.B473-B481 (2001)
- (7) 渡辺恵司, 坂入正敏, 高橋英明, 平井伸治 : 「ゾル・ゲル法により SiO₂ を被覆したアルミニウムのアノード酸化 - 新規な高耐電圧アノード酸化皮膜の作製 -」, 表面技術, Vol.54, No.3, pp.235-240 (2003)
- (8) 渡辺恵司, 坂入正敏, 高橋英明, 永田晋二, 平井伸治 : 「ゾル・ゲルコーティング/アノード酸化による Al-Nb 複合酸化皮膜の形成」, 表面技術, Vol.55, No.7, pp.471-477 (2004)
- (9) S. Koyama, T. Kikuchi, M. Sakairi, H. Takahashi and S. Nagata : "Nb₂O₅ Deposition on Aluminum from NbCl₅-used Sol and Anodizing of Nb₂O₅-coated Al", Electrochemistry, Vol.75, No.8, pp.573-575 (2007)
- (10) M. Sunada, T. Kikuchi, M. Sakairi, H. Takahashi and S. Hirai : "Dielectric properties of Al-Si composite oxide films formed on electropolished and DC-etched aluminum by electrophoretic sol-gel coating and anodizing", J. Solid State Electrochem., Vol.11, No.10, pp.1375-1384 (2007)
- (11) S-S. Park and B-A Lee : "Anodizing Properties of High Dielectric Oxide Films Coated on Aluminum by Sol-Gel Method", J. Electroceramics, Vol.13, No.1-3, pp.111-116 (2004)
- (12) Z-S. Feng, J-J. Chen, R. Zhang and N. Zhao : "Formation of Al₂O₃-Nb₂O₅ composite oxide films on low-voltage etched aluminum foil by complexation-precipitation and anodizing", Ceramics Intle., Vol.38, No.4, pp.3057-3061 (2012)
- (13) H. Takahashi, H. Kamada, M. Sakairi, K. Takahiro, S. Nagata and S. Yamaguchi : Proc. of Intern. Symp. of Dielectric Material Integration for Micro-electronics, sponsored by Electrochem. Soc., 253-262 (1998)
- (14) 高橋英明, 坂入正敏, 菊地竜也, 小山瞬 : 「キャパシタ便覧」, pp.411-415 (2009)
- (15) S. Ikonopisov : "Theory of electrical breakdown during formation of barrier anodic films", Electrochim. Acta, Vol.22, No.10, pp.1077-1082 (1977)
- (16) Y. Li, H. Shimada, M. Sakairi, K. Shigyo, H. Takahashi and M. Seo : "Formation and Breakdown of Anodic Oxide Films on Aluminum in Boric Acid/Borate Solutions", J. Electrochem. Soc., Vol.144, No.3, pp.866-876 (1997)
- (17) P. Skeldon, G. E. Thompson and G. C. Wood : "Formation of relatively pure alumina films by anodic polarization", Thin Solid Films, Vol.148, No.3, pp.333-341 (1987)
- (18) 島田英樹, 坂入正敏, 高橋英明 : 「低濃度 KOH 溶液中におけるアルミニウムアノード酸化皮膜の生成挙動」, 表面技術, Vol.53, No.2, pp.134-141 (2002)
- (19) 島田英樹, 坂入正敏, 高橋英明 : 「ポアーフイリング法によるアルミニウムアノード酸化皮膜のブレイクダウン電位上昇の試み」, 表面技術, Vol.53, No.2, pp.142-148 (2002)
- (20) J-H. Cao, Y. Sato, D. Kowalski, C. Zhu, Y. Aoki, Y. Cheng and H. Habazaki : "Highly increased breakdown potential of anodic films on aluminum using a sealed porous layer", J. Solid State Electrochem., Vol.22, No.10, pp.2073-2081 (2018)
- (21) T. Hasebe and R. S. Alwitt : "Nonlinear Dielectric Properties of Anodic Aluminum Oxide Films", J. Electrochem. Soc., Vol.154, No.11, pp.C626-C630 (2007)
- (22) 日本ケミコン株式会社, 電極箔, 巻回形コンデンサ, 電極箔の製造方法, 及び巻回形コンデンサの製造方法, 特許 6337998 号
- (23) 日本ケミコン株式会社, 電極箔, 巻回形コンデンサ, 電極箔の製造方法, 及び巻回形コンデンサの製造方法, 特許 6337999 号
- (24) 日本ケミコン株式会社, 電極箔, 巻回形コンデンサ, 電極箔の製造方法, 及び巻回形コンデンサの製造方法, 特許 6338000 号

- (25) 日本ケミコン株式会社, 電極箔の製造方法, 及び巻回形コンデンサの製造方法, 特許 6723252 号
- (26) 日本ケミコン株式会社, 電極箔, 巻回形コンデンサ, 電極箔の製造方法, 及び巻回形コンデンサの製造方法, 特許 7180049 号
- (27) 日本ケミコン株式会社, 電極箔, 巻回形コンデンサ, 電極箔の製造方法, 及び巻回形コンデンサの製造方法, 特許 7435700 号
- (28) C. G. Dunn and R. B. Bolon : "Technique for a Scanning Electron Microscope Study of Etched Aluminum", J. Electrochem. Soc., Vol.116, No.7, pp.1050-1051 (1969)
- (29) C. K. Dyer and R. S. Alwitt : "Surface Changes during A.C. Etching of Aluminum", J. Electrochem. Soc., Vol.128, No.2, pp.300-305 (1981)
- (30) S. Ono and H. Habazaki : "Effect of Sulfuric Acid on Pit Propagation Behaviour of Aluminium under AC Etch Process", Corros. Sci., Vol.51, No.10, pp.2364-2370 (2009)
- (31) S. Ono and H. Habazaki : "Pit growth behaviour of aluminium under galvanostatic control", Corros. Sci., Vol.53, No.11, pp.3521-3525 (2011)
- (32) N. F. Jackson : "The Tunnel Etching of Aluminium", Electro Component Science and Technology, Vol.2, No.1, pp.33-44 (1975)
- (33) R. S. Alwitt, H. Uchi, T. R. Beck and R. C. Alkire : "Electrochemical Tunnel Etching of Aluminum", J. Electrochem. Soc., Vol.131, No.1, pp.13-17 (1984)
- (34) 山口謙四郎 : 「電解コンデンサ用高純度アルミニウム箔」, 軽金属, Vol.35, No.6, pp.365-371 (1985)
- (35) H. Masuda, M. Tajima and K. Nishio : "Site control of tunnel etching of Al for electrolytic capacitors using pretexturing by mold", Chem. Lett., Vol.31, No.11, pp.1150-1151 (2002)
- (36) K. Nishio, K. Kanezawa and H. Masuda : "Control of anisotropic tunnel etching of Al by indentation", Chem. Lett., Vol.35, No.10, pp.1096-1097(2006)
- (37) 益田秀樹, 西尾和之 : 「テクスチャリング処理にもとづくアノード酸化プロセスの制御と機能デバイス形成への応用」, 表面技術, Vol.54, No.7, pp.442-446 (2003)
- (38) K. Nishio, T. Fukushima and H. Masuda : "Control of Pitting Sites on Al for Electrolytic Capacitors Using Patterned Masking Film", Electrochem. Solid-State Lett., Vol.9, No.9, pp.B39 (2006)
- (39) K. Nishio, T. Fukushima, A. Takeda and H. Masuda : "Fabrication of Site-Controlled Tunnel Pits with High Aspect Ratios by Electrochemical Etching of Al Using Masking Film", Electrochem. Solid-State Lett., Vol.10, No.10, pp.C60 (2007)
- (40) 西尾和之, 福島達郎, 益田秀樹 : 「マスキングプロセスにもとづく高規則 Al トンネルピット配列の形成」, 表面技術, Vol.59, No.7, pp.448-451 (2008)
- (41) ニチコン株式会社, アルミニウム電解コンデンサ用電極箔の製造方法, 特開 2021-27120 号
- (42) 内秀則, R. S. Alwitt : 「電極箔の電子顕微鏡評価」, 表面技術, Vol.51, No.11, pp.1111-1116 (2000)
- (43) 神崎信義, 島谷涼一, 高橋寛, 徳舛弘幸 : 「アルミ電解コンデンサにおける長寿命化とバリアー皮膜」, 表面技術, Vol.41, No.8, pp.808-812 (1990)
- (44) 神崎信義 : 「アルミニウム電解コンデンサの表面処理の現状と課題」, 表面技術, Vol.48, No.10, pp.976-981 (1997)
- (45) J.F. Dewald : "Transient effects in the ionic conductance of anodic-oxide films at high fields", J. Phys. Chem. Solids, Vol.2, No.1, pp.55-66 (1957)
- (46) M. J. Dignam : "Oxide Films on Aluminum: I. Ionic Conduction and Structure", J. Electrochem. Soc., Vol.109, No.3, pp.184-191 (1962)
- (47) M. Katoh, T. Kudoh and M. Watase : "Transient Behaviors at a Constant Current for the Tantalum Anodic Oxide Film, DENKI KAGAKU, Vol.40, No.11, pp.792-795 (1972)
- (48) M. Kato : "Transient behaviour of the anodic oxide film on tantalum", Electrochimica Acta, Vol.21, No. 8, pp.593-597 (1976)
- (49) 工藤忠人, 加藤正義, 永島 隆 : 「タンタル陽極酸化皮膜の定電圧下における過渡現象」, 電気化学, Vol.44, No.11, pp.738-742 (1976)
- (50) 加藤正義, 工藤忠人 : 「定電圧過渡現象によるタンタル陽極酸化皮膜の熱劣化度の評価」, 電気化学, Vol.46, No.8, pp.449-454 (1978)
- (51) 加藤正義, 福島信人, 横井清弘, 工藤忠人 : 「バリアー型アルミニウム陽極酸化皮膜の特性に及ぼす化成液の影響」, 金属表面技術, Vol.34, No.7, pp.384-390 (1983)
- (52) 加藤正義 : 「バリアー型陽極酸化皮膜の特性とその評価法」, 金属表面技術, Vol.39, No.8, pp.420-428 (1988)
- (53) 永田伊佐也 : 「電解液陰極アルミニウム電解コンデンサ」, pp.308-311 (1997)
- (54) H. Yamamoto, K. Kanemoto, M. Oshima, and I. Isa : "Self-healing Characteristics of Solid Electrolytic Capacitor with Polypyrrole Electrolyte", Electrochemistry, Vol.67, No.8, pp.855-861 (1999) (in Japanese)
- (55) K. Tamamitsu, M. Ue, T. Tsuji, M. Takeda, T. Sato, and M. Ozawa : "Performances of Aluminum Electrolytic Capacitors Using Silica Organo-Sols as Electrolyte Additives", Hyomen-Gijyutsu, Vol.56, No.8, pp.473-478 (2005) (in Japanese)
- (56) K. Tamamitsu and M. Ozawa : "Alkali Concentration Mechanism on Cathode Terminal End in Aluminum Electrolytic Capacitor", Zairyo-to-Kankyo, Vol.52, No.8, pp.416-420 (2003) (in Japanese)
- (57) K. Tamamitsu : "Sulfolane as an Electrolyte Solvent in Aluminum Electrolytic Capacitors", J. Technology and Education, Vol.10, No.2, pp.115-120 (2003) (in Japanese)
- (58) S. Uzawa, A. Komatsu, and T. Ogawara : "Ultra Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor with Water based Electrolyte", Reliability Engineering Association of Japan, Vo.24, No.4, pp.276-283 (2002) (in Japanese)
- (59) S. Ikonopisov : "Theory of electrical breakdown during formation of barrier anodic films", Electrochimica Acta, Vol.22, No.10, pp.1077-1082 (1977)
- (60) S. Niwa : SANYO TECHNICAL REVIEW, Vol.17, No.1, pp.90 (1985) (in Japanese)
- (61) S. Niwa : "Aluminum Solid Electrolytic Capacitor with Organic Semiconductor", Synthetic Metals, Vol.18, pp.665 (1987)
- (62) 伊佐功, 福田実, 保坂利美夫, 山本秀雄, 吉野勝美 : 「ポリピロールを固体電解質として用いたアルミ電解コンデンサ」, 電子情報通信学会, Vol.J75-C2, No.10, pp.530-537 (1992)
- (63) Y. Kudoh : "An Aluminum Solid Electrolytic Capacitor with Electroconducting Polymer Layer Electrode", Hyomen-Gijyutsu, Vol.43, No.6, pp.56-60 (1992) (in Japanese)
- (64) K. Naoi, Y. Ota, and K. Machida : "Pulse Anodization of Tantalum Oxide / Polypyrrole Film on Nanoporous Tantalum Anode for Solid Electrolytic Capacitors", Electrochemistry, Vol.73, No.7, pp.496-501 (2005) (in Japanese)
- (65) K. Naoi, Y. Ota, and K. Machida : "Pulse Anodization of Tantalum Oxide / Polypyrrole Film on Nanoporous Tantalum Anode in Ionic Liquid Media", Electrochemistry, Vol.74, No.1, pp.53-58 (2006) (in Japanese)
- (66) K. Nogami : "Aluminum Solid Electrolytic Capacitor with Functional Polymer", Reliability Engineering Association of Japan, Vo.22, No.7, pp.598-606 (2000) (in Japanese)
- (67) K. Naoi, A. Shimada, and K. Machida : "Simultaneous Electrochemical Formation of Ta₂O₅/Poly(3, 4-ethylenedioxythiophene) Layers", Electrochemistry, Vol.69, No.6, pp.451-454 (2001)
- (68) T. Murakami, S. Endo, and H. Okuzaki, "Fabrication and Characterization of Aluminum Solid Capacitors Using Aqueous Dispersion of Conductive Polymers", Electrochemistry, Vol.80, No.9, pp.636-639 (2012) (in Japanese)
- (69) T. Wakabayashi, M. Katsunuma, K. Kudo, and H. Okuzaki : "pH-Tunable High-Performane PEDOT :PSS Aluminum Solid Electrolytic Capacitors", ACS Applied Energy Materials, Vol.1, No.5, pp.2157-2163 (2018)
- (70) T. Aoyama : "Conductive Polymer Hybrid Aluminum Electrolytic Capacitor Using Electrolyte Hybrid Technology", Panasonic Technical Journal, Vol.58, No.1, pp.65-67 (2012) (in Japanese)
- (71) C. Zhang, Y. Zheng, J. Jing, Y. Liu, and H. Huang : "A comparative LCA study on aluminum electrolytic capacitors : From liquid-state electrolyte, solid-state polymer to their hybrid", Journal of Cleaner Production, Vol.375, No.15, pp.134044-134056 (2022)