

報告：2025年前期寺子屋BM塾 第37期 BM講座

**JABM理事兼寺子屋BM塾長
元・日立金属(株)
徳永 雅亮**

2025年度前期の寺子屋BM塾では、「軟磁性材料の測定の原理・基礎と応用及び磁気部品の基本と応用」をテーマに取り上げ、①小野寺 礼尚先生に「動的（交流）磁化測定の原理」、②原野正幸氏に「インピーダンス（LCR）測定の基礎及び応用」、③今岡淳先生に「パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と応用」の3講義をお願いした。

第1講

日時：2025年5月30日（金）@Zoom

講義：「動的（交流）磁化測定の原理」



講師：小野寺 礼尚

（茨城工業高等専門学校 国際創造工学科/准教授）

概要：交流磁場に対する磁性体の応答性の評価は、特に軟磁性材料の特性評価に活用されます。この講義では、特性評価をするにあたって押さえておきたい基礎知識や、基本原理について紹介します。

- 静的測定と動的測定の違い
- 評価する特性
- 各種損失について
- 複素透磁率

受講生総数：50名

記事：動的（AC）磁化測定の対極にある静的（DC）磁化測定を確認しておこう。静的磁化測定は時間変化しない静磁場に対する磁化を評価する。各磁界に対する磁化の挙動は磁場掃引速度100 Oe/s程度で測定される。物性である磁気秩序、飽和磁化、保磁力、磁気異方性、静磁エネルギー、相変態等を評価する。磁化の磁場依存性や磁化の温度変化が代表的な静的測定例である。

動的磁化測定は時間変化する磁場（動的磁場）に対する磁気特性の評価を指す。時間変化する磁場はパルス磁場や交流磁場があるが、本講義では周期性を持つ交流磁場を扱う。動的磁場を用いて、ヒステリシスループ、透磁率及びエネルギー損失が評価される。

磁場の時間変化を $H = H_0 \sin \omega t$ （ ω は角周波数）とすると、磁化はその振幅強度 H_0 や周波数 $f = \omega/2\pi$ [Hz] によって磁化の応答に遅れが発生し、非平衡状態の特性が得られる。例えば、Co置換

Fe_3O_4 ナノ粒子（SCF-3）の懸濁液の $f = 58$ kHzの印加磁界強度5～70 mTにおけるM-Hループがある。印加磁場強度の増加に伴い、磁化及び保磁力の増加が観察される。又、ナノ磁性懸濁液のM-Hループ面積のDCバイアス磁場強度依存性測定がある。試料は超常磁性ナノ粒子Resovist®とSCF-3の懸濁液であり、DCバイアス磁界（ $H_{DC} = 0 \sim 50$ mT）はAC磁界（ $\mu_0 H_0 = 25$ mT, $f_0 = 58$ kHz）と直角及び平行にセットされる。AC磁界に垂直にDCバイアス磁界を印加した場合には、平行にDCバイアス磁界を印加した場合に比べて、ループ面積が徐々に減少していることが示されている。

動的磁化測定のターゲットは軟磁性材料であり、インダクタのコア材料として使用されている。例えば小型スイッチング電源には①変圧トランス、②ノイズフィルタとして機能するチョークコイルが使用されている。家庭用卓上IH調理器の電源では①パワーインダクタ、②チョークコイル、③変圧トランス及び④漏洩磁界遮蔽用シールド材（発信コイルの裏側に配置）が使用されている。車載用パワーインダクタ等の大電流化のためには高動作磁束密度が加納な高 B_s コアが要求される。トランスの小型化には高周波駆動化が有効な手段とされる。トランスに用いられる軟磁性材料の作動中のコアの磁束密度 B_{core} （ $B_{core} = V/(\sqrt{2\pi fAN})$ と表される。ここで、 V は電圧の実効値、 f は作動周波数、 A はコアの断面積、 N は巻数である。高周波化によって軟磁性材料の必要な B_{core} は低下し、低 B_s を有するフェライトコア使用の可能性が理解できる。Fe基アモルファス合金薄帯のM-Hループもその振幅強度依存性（ $H_{AC} = 10 \sim 60$ mT, $f = 58$ kHz）や周波数依存性（ $f = 58 \sim 518$ kHz, $H_0 = 10$ mT）が測定されている。振幅強度依存性では振幅強度の増加に伴い保磁力の増加が見られ、周波数依存性では周波数の増加に伴い $\mu_0 H_0 = 10$ mTにおける磁化が低下し、保磁力が増加することが観察される。医療用に用いられる磁性ナノ粒子にはMRIの造影剤、磁気ハイパーサーミアの発熱体（交流磁場印加におけるエネルギー損失を利用）、磁性粒子イメージングの造影剤及びドラッグデリバリー等がある。前述の超常磁性ナノ粒子

Resovist®の懸濁液のM-Hカーブ（ $H_{AC} = 5 \sim 70$ mT, $f = 58$ kHz）の振幅強度依存性を見ると、振幅強度の増加に伴い M 及び保磁力が増加する。 M は各振幅強度における値であり、懸濁液の振幅強度依存性はFe基アモルファス合金薄帯のそれと異なることを注意する。

M-Hカーブの初磁化曲線の磁場の非常に小さい線形領域における磁化率 χ と透磁率 μ を考える。磁化 M は磁場 H に比例すると扱うことができ、磁化率 χ を比例項とし、 $M = \chi H$ と表せる。一方、透磁率 μ は $\mu = B/H$ で定義する。 B と M の関係 $B = \mu_0 (M + H)$ を用いると $B = \mu_0 (1 + \chi)H$ が得られ、 $\mu = \mu_0 (1 + \chi)$ であることが分かる。比透磁率 μ_r は $\mu_r = \mu/\mu_0$ で与えられる。 μ_0 は真空の透磁率である。動的測定におけるM-HカーブとB-Hカーブをどのように利用するかを考える。磁化 M の大きさは磁気モーメントの秩序を示し、材料の状態（相変態）を反映し、材料開発や物性研究に用いられる。一方、磁束密度の大きさ B はコイルによる外部磁場 H とコアの材料磁化 M を含むため、インダクタとしての性能を反映し、回路に用いる受動素子としての性能評価に用いる。受動素子としての評価項目は、①ループ面積：エネルギー損失（ループ面積×周波数はエネルギー損失[J/s = W]に相当）、②透磁率：応答性の高さ（B-Hループの傾きに相当）がある。トランスでは高透磁率コアが要求され、素子として巻数低減、小型化、効率向上を狙う。リアクトル等では容易に飽和しない高 B_s コアが要求され、透磁率はそれほど大きい必要はない。高周波領域では透磁率が減衰し、位相遅

れの発生によるエネルギー損失の増加に注意が必要である。

DCヒステリシスループの場合は硬磁性では、飽和磁化、残留磁化、保磁力、最大エネルギー積、異方性磁界、異方性定数等が評価され、一般に異方性が大きく、保磁力も大きい。軟磁性では飽和磁化、保磁力、透磁率、異方性定数が評価され、一般に異方性、保磁力が小さく、透磁率が大きい。

ACヒステリシスループの場合はヒステリシス損 (P_{hys}) を評価する。鉄損 (エネルギー損失) P_{tot} はヒステリシス損失 (P_{hys})、古典渦電流損失 (P_{ce})、異常渦電流損失 (P_{ae}) の和で表現される。古典渦電流損失は電磁誘導起源で、 $P_{ce} = \sigma(\pi f B_m t)^2 / (6\rho)$ と計算される。ここで、 ρ : 密度、 f : 周波数、 σ : 導電率、 B_m : 最大磁束密度、 t : 板厚である。鉄損を周波数で割った値を周波数に対してプロット (P/f vs f) すると、ヒステリシス損失と異常渦電流損失は一定となり、古典渦電流損失は f の1次関数となる。3種の鉄損を分解する手順は①鉄損の周波数特性 $P_{tot}(f)$ の測定、②ヒステリシス損失 P_{hys} の測定、③古典渦電流損失 P_{ce} の計算、④ P_{tot} から P_{hys} 及び P_{ce} を差引いて P_{ae} の算出である。

線形応答領域における複素磁化率と複素透磁率を考える。線形応答領域では磁界強度が小さく、 $M = \chi H$ が成立する。印加磁場が高周波化されると、磁場に対する磁化の追従に遅れが生じる。これは磁壁移動や磁化回転が磁場変化に追従できなくなるため、その結果、交流磁化に緩和による位相差 $\omega\tau$ が生じる。ここで、 ω : 角周波数、 τ : 緩和時間である。比較的磁場変化の周期が短いと、磁場の変化に追従できず、磁化は遅れを伴って熱平衡値 $\langle M \rangle$ への緩和を繰り返す。更に周期が短いと、磁場の変化に追従できず、平衡値を取り続ける。磁場を複素表現すると、 $H = H_0 e^{j\omega t}$ となり、磁化の熱平衡値 $\langle M \rangle$ は磁場の実数部を用いて、 $\langle M \rangle(t) = \text{Re}[\chi_0 H_0 e^{j\omega t}] = \chi_0 H_0 \cos \omega t$ と表現される。 $H = H_0 e^{j\omega t}$ と緩和時間 τ の遅れのある $B = B_0 e^{j\omega(t-\tau)}$ を用いて複素磁化率を求める。測定される磁化 $M(t)$ は $\langle M \rangle(t)$ に対して緩和時間 τ の遅れを持っているため、 $\partial M(t)/\partial t = [\langle M \rangle(t) - M(t)] / \tau$ となる。ただし、 $M(t)$ は $M(t) = \text{Re}[\chi H_0 e^{j\omega t}]$ である。これを複素磁化率表示すると、 $M(t) = H_0 (\chi' \cos \omega t + \chi'' \sin \omega t)$ となり、 χ 、 χ_0 、 χ' 及び χ'' の関係は以下の通りになる。 $\chi = \chi' - j\chi'' = \chi_0 / (1 + j\omega\tau)$ 、 $\chi' = \chi_0 / [1 + (\omega\tau)^2]$ 、 $\chi'' = \chi_0 \omega\tau / [1 + (\omega\tau)^2]$ 。 χ_0 はスカラー量である。

1秒当たりのエネルギー損失は M - H ループ1周を描く際の内部エネルギーの変化量 (ΔU) に周波数を掛けた量になる。 ΔU は

$$\Delta U = \oint M dH = 2 \mu_0 H_0^2 \chi'' \int_0^{2\pi/\omega} \sin^2 \omega t dt$$

で計算され、損失 $P = f \Delta U = \mu_0 \chi'' f H_0^2$ が得られ、損失が χ'' に依存していることが理解できる。

複素透磁率の場合について、複素磁化率と同様の処理によって纏めておく。基本になるのは $H = H_0 e^{j\omega t}$ 、 $B = B_0 e^{j\omega(t-\tau)}$ 及び $\mu = B/H$ である。 $\mu = (B_0/H_0) e^{j\omega\tau} = \mu' - j\mu''$ 、 $\mu' = (B_0/H_0) \cos \omega\tau$ 、 $\mu'' = (B_0/H_0) \sin \omega\tau$ が得られる。なお、磁化率と透磁率の関係は $\mu' = \mu_0 (1 + \chi')$ 及び $\mu'' = \mu_0 \chi''$ となる。実部と虚部の比 $\mu''/\mu' = \tan \omega\tau = \tan \delta$ は損失係数と呼ばれる。磁化率及び透磁率の周波数依存性も応用の場では重要な特性になる。

小野寺先生の講義では動的磁化測定の普段見過ごしがちな基本

を丁寧に説明して頂いた。日常の研究活動の中にある基本の重要性を改めて、感じることができた。先生の執筆された「あたりあ 63巻 10号 pp. 710-718」の内容も含めて動的測定の基礎を勉強して欲しい。

第2講

日時 : 2025年6月20日 (金) @Zoom

講義 : 「インピーダンス (LCR) 測定の基礎及び応用」



講師 : 原野 正幸

(日置電機株式会社

プロダクトマネジメント部/プロダクトマネージャー)

概要 : インピーダンス (LCR) 測定に関する基礎、応用、弊社製品のご紹介

受講者数 : 42名

記事 : インピーダンス測定に入る前にインピーダンスの意味を確認する。インピーダンスは交流電流の流れにくさを示す量で単位は $[\Omega]$ である。交流回路では直流回路で見られる抵抗 (R) のほかにコイル (インダクタ、 L) やコンデンサ (キャパシタ、 C) も電流を妨げる働きを持つ。交流は電流の向きが周期的に変化するために、直流とは異なる特性を示す。交流の大きさは通常実効値 (V_{rms} : 直流と同じ仕事をする交流値) を用いて表され、 $V_{rms} = V_m / \sqrt{2}$ (V_m : 最大値) である。交流の周波数 f は周期 $T[s]$ の逆数で、単位は $[Hz]$ である。同一周波数の2つの交流波形がある場合に、その時間的なズレを位相差という。例えば、電圧波形と電流波形にはズレがある。このズレは記号 θ 、単位は $[\circ]$ または、 $[deg]$ で表す。周波数が同じ正弦波電流の大きさや電圧との位相関係を表すためにベクトル表示を用いる。ベクトルであることはドットを用いて、 $V \cdot$ や $I \cdot$ のように示す。ベクトル表示された V と I からインピーダンスは

$$Z \cdot = V \cdot / I \cdot = |V| \angle \theta_v / (|I| \angle \theta_i) = (|V|/|I|) \angle (\theta_v - \theta_i) = |Z| \angle \theta$$

で計算される。ここで、 θ_v : 電圧の位相、 θ_i : 電流の位相、 θ : 電圧と電流の位相差である。

抵抗 R (レジスタンス) は単位 $[\Omega]$ で、抵抗体の寸法と抵抗率で決定され、基本的には電圧や周波数に依存しない。抵抗のみの回路では電流と電圧の間に位相差は生じない。コンデンサの特性はキャパシタンス (C 、単位 $[F]$) で表され、絶縁物を挟んだ導電物のペアからなる部品で、電荷を溜める機能を有する。素子の寸法と絶縁物の誘電率でキャパシタンスが決定される。高い周波数の電流を通しやすい性質を持つ。コンデンサのみの回路では電流に対して電圧は 90° 遅れる。コンデンサには交流電流の流れを妨げる作用があり、容量リアクタンス $X_c [\Omega]$ で表す。 $X_c = 1/(2\pi f C)$ で表され、 X_c は周波数の逆数に比例する。コイル (インダクタ) の特性はインダクタンス (L 、単位 $[H]$) で表され、銅線を巻いた部品で通電によって磁界を発生する。高い周波数の電流を流しにくい性質がある。コイルの寸法、巻線数及び

BM インフォメーション

挿入された磁性体の透磁率 (μ) でインダクタンスは決定される。コイルのみの回路では電流に対して電圧が 90° 進む。コイルには交流電流の流れを妨げる作用があり、誘導リアクタンス $X_L[\Omega]$ で表す。 $X_L = 2\pi fL$ で表され、 X_L は周波数に比例する。

リアクタンスはインピーダンスの虚数部分に相当するため $X = Z \cdot \sin \theta$ になる。キャパシタンスの場合は $1/(2\pi fC) = Z \cdot \sin \theta$ から $C = 1/(2\pi f \cdot Z \cdot \sin \theta)$ が得られ、インピーダンスと θ から求められる。同様に $L = Z \cdot \sin \theta / (2\pi f)$ である。 Q (Quality factor)はインダクタの純度を表す値で、リアクタンス X と抵抗 R の比である。 Q の値が高い程、抵抗成分が小さくより純粋なインダクタと言える。 $Q = X/R = 2\pi fL/R = \tan \theta$ である。コンデンサでは損失係数 D ($D = 1/Q$) で評価される。

4種のインピーダンスの測定法を説明する。

1) ブリッジ法

未知のインピーダンス Z_x を含む4つのインピーダンス Z_1 、 Z_2 、 Z_3 及び Z_x でブリッジを組み、 Z_x と Z_3 結線と Z_1 と Z_2 結線に交流を印加する。 Z_1 と Z_x 結線と Z_2 と Z_3 結線間に挿入された検流計に電流が流れないように $Z_1 \sim Z_3$ を調整する。未知のインピーダンスは $Z_x = Z_1 Z_3 / Z_2$ で求められる。

2) I-V法

未知のインピーダンスと直列に挿入された抵抗 (R) に流れる電流 I 及び抵抗の両端電圧 V_2 と未知のインピーダンス間電圧 V_1 から求める。 $Z_x = V_1/I = V_1 R/V_2$ を計算する。

3) 自動平衡ブリッジ法

被測定物 (DUT) の Z_x の両端の電圧 V_1 と Z_x に流れる電流 I を検出する。用いられるI-V変換回路はLCRメータの L_c 端子を0ボルト (平衡) になるよう動作する。 $Z_x = V_1/I = V_1 R/V_2$ で Z_x が求まる。 R はオペアンプに並行に接続された抵抗、 V_2 はI-V変換回路にかかる電圧である。自動平衡ブリッジ法はブリッジ法の検流計をオペアンプ利用のI-V変換回路に置換えたもので、多くのLCRメータに採用されている。その長所は(1)広い周波数をカバー (1mHz ~ 100MHz)、(2)インピーダンス測定範囲が広い、であり、短所は(1)高周波までカバーできない、(2)数MHzを超える周波数では、複雑なI-V変換回路が必要である。

4) RF-IV法

DUTの Z_x の両端の電圧 V_1 と、 Z_x に流れる電流 (電流検出抵抗の両端電圧 V_2) を測定するが、基本はI-V法と同じ原理である。高周波同軸の特性インピーダンスに整合した回路と高周波同軸コネクタの使用により、高周波インピーダンスの測定が可能になる。RF-IV法はネットワークアナライザと比較して1%精度で、高周波数で広いインピーダンス測定レンジを持つ。

DUTとの測定ケーブルの接続方法4種を述べる。

1) 2端子法

$Z_x + R_1 + R_4$ が測定され、ケーブル抵抗や接触抵抗 (R_1 、 R_4) が測定値に含まれるため、低インピーダンス測定時の誤差が大きい。

2) 4端子法

電流系2端子と電圧系2端子からなり、 Z_x が低インピーダンスの時に有効な接続法であるが、ケーブル間浮遊容量の影響を受ける可能性がある。

3) 5端子法

4端子法にシールドケーブルを使用し、外部からの電磁干渉を低減する。また、浮遊容量の影響を低減し、低インピーダンスから高インピーダンスまで測定誤差を低減できるが、測定電流による磁界の影響は避けられない。

4) 4端子対法

ケーブルのシールドを利用して、電流の往路と復路を重ね、シールド同士を同電位とする。電流測定線と電圧測定線をそれぞれ個別にシールドする。測定電流によって生じる磁界の影響を低減し、低インピーダンスから高インピーダンスまで、誤差を低減した測定が可能となる。LCRメータは一般に4端子対構造が用いられている。残留インピーダンス補正について補正する。ショート補正 ($Z=0$) 及びオープン補正 ($Z=\infty$) によって測定に使用するケーブルのインピーダンスやプローブ間の浮遊容量を補正する。必ずケーブルを実際の測定時と同様の状態にして補正を実行する。オープン補正の場合電極間隔の差で0.3pFもの浮遊容量の違いが生じる場合があるので、実際の試料の幅に合わせて補正することが重要である。

LCRメータを用いて測定する場合の測定条件の設定を理解しよう。

測定周波数、測定信号レベルは ①DUTメーカが規定している条件に合わせる、②実回路での動作条件に合わせる、が一般的であるが、部品によっては測定条件によって測定結果が変動するものもあるので、注意が必要である。コンデンサの測定条件はJIS C 5101で規定されており、コンデンサの種類、容量範囲、測定周波数別に測定条件が規定されている。コンデンサ容量には周波数依存性がある。公称容量680 μ F@20Hzの電解コンデンサの10kHzにおける容量は610 μ Fを示す。高誘電率系の表面実装用固定磁器コンデンサ種類2では種々の定格静電容量や定格電圧を持つコンデンサの測定周波数及び測定電圧をJIS C 5101-22で規定している。高誘電率系 (種類2) のセラミックコンデンサの静電容量には端子間電圧依存性があり、0~1.8Vの端子電圧で6 μ Fから10 μ Fまで静電容量が増加する。一方、フィルムコンデンサでは同電圧範囲で一定値10 μ Fを示す。コア入りインダクタには電流依存性があり、測定電流によって L 値が異なる。また、測定周波数によっても L 値は変化する。コア入りインダクタのデータシートに測定信号レベルに関する記載のない場合はメーカに確認する必要がある。LCRメータ測定における測定周波数、測定信号の大きさ (電圧、電流) 等の測定条件に常に注意する必要がある。

測定信号レベルの設定には ①解放電圧設定 (V設定)、②定電圧設定 (CV設定) 及び ③定電流設定 (CC設定) の3種がある。手法①ではLCRメータで解放電圧レベルを設定する。計測系の出力抵抗が異なると、設定は同じでも実際に測定対象にかかる電圧、電流が異なる場合がある。この問題を解決するために、試料端子間の電圧レベルを設定する手法②がある。本電圧設定は電圧発生部をソフトウェアで制御することで行い、高誘電率MLCC等電圧依存性のある素子の測定に適用される。試料に流れる電流レベルを設定する手法③もあり、コア入りインダクタ等電流依存性のある素子の測定に適用される。

複合素子の測定に於いては分離して測定したい素子の特性が直接得られない場合がある。

例えば、① R_1 と $(R_2 + R_3)$ が並列結線された複合素子の R_1 、② C_1 と C_2 が並列結線された複合素子の C_1 、③ L と C が直列結線された複合素子の X_L がある。一方、 L と R が直列結線された複合素子では L が虚数成分、 R が実数成分のため分離できる。①の複合素子の場合、 R_2 と R_3 の間にガード端子を接続し、電流をグラウンドに流すことによって、 R_3 に電流は流れない。その結果、 R_1 が測定可能になる。 $R_1 \gg R_2$ 、 $R_2 \div 0$ の場合、測定精度が向上しないことに注意する。

一般的なコンデンサの等価回路はコンデンサと並列結線の絶縁抵抗と直列結線の等価直列抵抗（ESR：Equivalent Series Resistance）からなる。ESRは電解質、電極等の抵抗で、インピーダンスが小さい。絶縁抵抗は漏れ電流による抵抗で、インピーダンスが大きい。これら抵抗と静電容量は分離して測定できるが、両抵抗を分離して測定できない。コンデンサの静電容量が大きく、その Z_c が小さい場合は、ESRの影響が大きいので、等価直列回路を用いる。逆に C が小さく、 Z_c が大きい場合は、絶縁抵抗の影響が大きく、等価並列回路を用いる。周波数によって上記要素が変わる場合がある。導電性高分子コンデンサでは L 、 C 、 R を直列結線した等価回路モデルが採用され、各パラメータの周波数依存性を分離して測定可能である。

測定時の留意点を纏めておく。測定に与える要因には、測定器の設定、電源の質、ケーブル（ケーブルスキャナで配線状況の確認ができる）、外乱ノイズ、接触部分、測定対象の特性、周辺環境等がある。高インピーダンス素子の測定では外来ノイズの影響を受けやすいので、ガード端子に接続した金属板上で測定する。試料は絶縁された金属板上に設置する。接地された試料はまず試料を接地から絶縁して測定する。ダイオードの接合容量の測定ではダイオードがONしない電圧まで信号レベルを下げ、交流信号とDCバイアスを加算して、ダイオードがONしない領域で測定する。インダクタの近くに導体があると、インダクタからの漏れ磁束が導体に渦電流を誘起する場合がある。テストフィクスチャーの材質や固定の方法によっては測定値が変化するので、十分注意する。コイル測定における直流等価抵抗（ R_s ）は交流信号に対するインピーダンス Z の実数成分である。 R_s には「コアによる損失」、「巻線による損失」が含まれる。一方、 R_{dc} は巻線の抵抗そのもので、「巻線による損失」に含まれる。従って、 R_s は R_{dc} よりも大きい。LCRメータでコイル測定を行う場合、 R_s モードと R_{dc} モードでは測定値が異なる。LCRメータ測定を自動化するためのスキャナは4端子対構造を維持した設備で多くの注意点が存在するが、ここでは割愛する。

インピーダンス測定のためにインピーダンスアナライザやLCRメータの多くのモデルが市販されている。インピーダンスアナライザは周波数掃引で測定し、LCRメータは主に固定周波数で測定する。対応可能周波数はインピーダンスアナライザが1mHzから3GHz、LCRメータが1mHzから8MHzである。これら周波数範囲は複数のモデルによってカバーされている。両者には多くの測定用オプションが用意されており、被測定物の種類、形状、周波数領域への対応が可能である。

トランスの主たる評価パラメータの測定法を纏める。

- 1次、2次インダクタンス（ L_1 、 L_2 ）：1次側又は2次側に測定器を直接接続して L_1 と L_2 を測定する。他の巻線は総て開放状態とする。巻線の分布容量が含まれる。
- 2) 実際のトランスに存在する漏洩インダクタンス：2次側を短絡し、

1次側のインダクタンスを測定する。

- 3) 1次側と2次側の巻線間容量（ C ）：各巻線の片方ずつを測定器に接続して測定する。各巻線他端は開放する。
- 4) 相互インダクタンス（ M ）：同相直列接続で L_a を測定し、逆相直列接続で L_o を測定し、 $M = (L_a - L_o)/4$ によって M を求める。
- 5) 巻数比（ $n = N_2/N_1$ ）：2次側に抵抗 R を接続し、1次側のインピーダンス（ Z ）を測定する。巻数比 $n = N_2/N_1 = (R/Z)^{1/2}$ で近似値が求まる。 L_1 値と L_2 値から $n = (L_2/L_1)^{1/2}$ で近似値が得られる。

インダクタのインダクタンスの測定法について纏める。

- 1) 自己共振周波数よりも十分低い周波数で L と Q を測定する。インピーダンスは $Z = j2\pi fL$ で計算される。
- 2) 電流依存性のあるコイル（磁性体コア）の測定では磁性体が飽和しない信号レベルに設定する。電流依存性のないコイルでは最も確度のよい信号レベルを用いる。確度の良い設定は測定系モデルによって異なるので注意が必要である。
- 3) 低インピーダンスコイルでは R_p （並列抵抗）を無視できるので、直列等価回路で測定する。高インピーダンスコイルでは R_s （直列抵抗）が無視できるので、並列等価回路で測定する。
- 4) 試料(DUT)に流れる電流は開放端子電圧（ V ）と出力インピーダンス、DUTのインピーダンスから以下の式で計算する。

$$|Z| = \sqrt{(R_{out} + R_{coil})^2 + (2\pi fL)^2}$$

$$|I| = \frac{|V|}{|Z|}$$

ここで、 R_{out} ：出力抵抗、 R_{coil} ：コイルの抵抗成分、 L ：コイルのインダクタンス、 f ：測定周波数、 V ：開放端子電圧、 I ：コイルに流れる電流である。

- 5) コイルの L 、 Q 、直流抵抗 R_{dc} を1台のLCRメータで測定可能である。（日置電機 IM3533等）
- 6) L の直流重畳特性をLCRメータで測定する場合、別途DCバイアス電流ユニットが必要である。

電気自動車用リアクトルの損失測定を考える。

パワーアナライザと電流センサを用いて、インダクタの両端電圧とインダクタに流れる電流からインダクタの損失を測定する。非絶縁降圧チョップDC/DCコンバータのインダクタの損失測定では電流センサは測定するインダクタの出力側に接続した方が安定した測定結果が得られる。トランスの損失測定はトランスの入出力電力を測定し、差分を計算することで可能である。絶縁型フルブリッジDC/DCコンバータのトランスの例ではトランスの入出力前後の電力（ P_1 及び P_2 ）をパワーアナライザで測定し、損失 P_{loss} 及び効率 η を計算する。 $[P_{loss} = P_1 - P_2$ 、 $\eta = P_2/P_1 \times 100 (\%)]$ トランスは低力率のデバイスであるため、高精度な電力測定には、十分な振幅精度及び位相精度を持ったパワーアナライザ及び電流センサが必要である。車載充電器（OBC）の損失測定では6チャンネル測定が必要で、高精度パワーアナライザが必須である。

太陽光発電用リアクトルの損失測定には高電圧測定が必要である。最大入力5000V_{rms}の高圧をAC/DC High Voltage Dividerを用いて5V_{rms}（1000：1）にデバインドして、パワーアナライザで測定する。本応用におけるトランスやリアクトルは低力率デバイスであるため、

多種多様なコンデンサの容量測定を概観する。

- 1) 温度補償型及び高誘電率型MLCC：温度補償型はJIS C 5101-21、高誘電率型はJIS C 5101-22で静電容量 C 及び $D (= \tan \delta)$ の測定法が規定されている。大容量コンデンサでは直列等価回路モード(R_p を無視できる)、小容量コンデンサの場合は並列等価回路モード(R_s を無視できる)で測定する。開放電圧(V)モードと定電圧(CV)の選択にも注意する。
- 2) 電解コンデンサ：電解コンデンサの C 、 R_s 、 D 及び Z の測定法はJIS C 5101-4に規定されている。電解コンデンサの C は周波数依存性が大きいため、実際に使用する回路条件にあわせた周波数で測定する。モデルIM3533ではリアクタンス X 、静電容量 C 、直列等価抵抗 R_s 、損失係数 D を同時に確認できる。
- 3) タンタルコンデンサ：タンタルコンデンサの C 、 D 、 R_s (ESR) 及び Z を測定する。表面実装用固定タンタル固体(MnO_2) 電解コンデンサはJIS C 5101-3で、固定タンタル非固体又は固体コンデンサはJIS C 5101-15で、表面実装用固定タンタル固体(導電性高分子) 電解コンデンサはJIS C 5101-24で、各コンデンサの測定法が規定されている。

EVやパワエレ用途の電気絶縁材料の比誘電率(ϵ_r)と誘電正接($\tan \delta$)の高温環境下での測定ニーズが増加している。KEYCOM社の測定電極と日置電機のLCRメータを用いた測定が可能である。ASTMやJISの対応規格に注意する。

エナメル線の誘電正接($\tan \delta$)測定はJIS C 3216-5で規定されており、エナメル線をハンダに浸漬して温度を変化させながら、インピーダンスメータで測定する。測定周波数や温度によって誘電正接は変化する。LCRメータを用いた測定も可能である。

水素製造用電解セル解析や全固体電池用粉体インピーダンス測定に対応した測定系も日置電機が開発されている。時代のニーズに対して日置電機の基盤技術を活用したビジネスが展開されている。

原野先生にインピーダンスをインピーダンスメータ及びLCRメータで測定するための基礎と実際の工業製品を測定する際の注意点を詳細に説明頂いた。インピーダンス測定に付随する損失等多くのパラメータに対する配慮についても詳しく説明頂いた。抵抗(R)、コンデンサ(C)及びコイル(L)が交流回路で非常に多くの役割を果たしていることも理解できた。

第3講

日時：2025年7月11日(金) @Zoom

講義：「パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基礎と応用」



講師：今岡 淳

(名古屋大学 未来材料・システム研究所・准教授)

概要：

1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)

受講者数：49名

記事：パワーエレクトロニクスとは電子工学、電力工学及び制御工学を基本に半導体を活用して電気性状(周波数、電圧、電流)を変換する技術分野を指す。パワエレの貢献領域は発生(新エネルギーによる発電)、消費[次世代輸送機器の電動化(モータ駆動)]、管理・運用(エネルギーマネジメントシステム)の3つに区分され、総ての関連業界が連携することで次世代社会の創成が可能となる。太陽光発電では発電された品位の低いDCをDC/DCコンバータで品位を引き上げ、DC/ACインバータでACラインに落とすと同時に、品位を上げたDCをDC/DCコンバータ経由でバッテリー充電を行う。車の電動化では電動化率が高い・PE回路出力が高い・走行時の CO_2 排出量が少ないことが社会から求められている。EVのパワエレ技術によって、単相/3相電源→OBC(AC/DCコンバータ→絶縁DC/DCコンバータ)→主機バッテリー(100V~800V)→双方向非絶縁DC/DCコンバータ→3相インバータ→(モータ+減速機)の流れで、モータ駆動に至る。又、主機バッテリー→絶縁DC/DCコンバータ→補器用バッテリー→アクセサリ部品の補器用のラインもある。車の電動化には車両内・インフラを含めて多数の電力変換回路と大容量化が必要で、PE分野には高効率化、高電力密度化、省資源化が求められている。

電源等で磁性体を活用する場所は ①PFC(Power Factor Correction)コンバータ用のコモンモードチョーク、インダクタ、②非絶縁双方向コンバータ用のインダクタ、③絶縁DC/DCコンバータ用のトランスがあり、車載用途では磁性部品を利用する非常に多くの回路が搭載される。

テスラのサイバトラックは補器バッテリー電圧を12Vから48Vとした世界初めての例である。サイバトラックのOBCと絶縁DC/DCコンバータは表面実装のディスクリート部品をマウンター使用で製造が可能な1枚基板で作製することで安価化されている。通常は2段方式(PFC機能と絶縁)であるが、1段方式のマトリックスコンバータ方式が採用されている。マトリックスコンバータは交流電源から異なる周波数や電圧の交流を直接生成する電力変換装置で、高効率で小型化が可能である。更に、放熱のためのポッティング材料(樹脂製の保護部材)

や絶縁性を担保するための黒色カバーも導入されている。パワーエレクトロニクス機器の故障の主因である電解コンデンサの劣化で長期信頼性化も図られている。

データセンタを中心とした情報通信分野の課題は需要電力増加に対応した高効率化である。メンテナンスのしやすさ及び通信速度を考えると、データセンタは大都市圏近傍に設置される。データセンタの電力変換システムには様々な形態があるが、電圧変動範囲の狭小化から電源もピンポイントでの高効率化・小型化・簡素化へと適用技術も変化している。注目すべきはGPU (Graphics Processing Unit) の需要電流が既に1000Aクラスに増大していることがある。スイッチング周波数1.62MHzで駆動する高周波化された例もあるが、温度上昇に問題が残る。

比透磁率 μ_r を有する磁性体をインダクタやコモンモードチョークに使用する目的は ①空芯より少ない巻数で所望のインダクタンスを得るため、②銅損を減らすため、③漏洩磁界を防ぐための3点がある。磁性材料には ①鉄損の低いフェライト (焼結) コア、②ギャップレス化が可能な粉末コア、③高飽和磁束密度が利用可能な積層コアの3種がある。これら磁性材料は応用や動作周波数・バイアス条件から選定される。

磁性体コアには周波数特性があり、複素透磁率で表現される。複素透磁率はノイズフィルタやエネルギー蓄積用・伝達用磁性体コアの性能を測る指標である。

複素透磁率は $\mu_{r, complex}(\omega) = \mu'(\omega) - j\mu''(\omega)$ で、

複素インダクタンスは $L_{complex} = L - jR_{core}/\omega$ で表現する。

詳細は割愛するが、磁性体コア及びコイルのパラメータで記述される。 μ_r の周波数依存性は磁性体の材質によって異なり、スネークの物理的な限界ラインに沿って高周波側で低下する。スネークの限界ラインは磁化の動きが周波数に追従できなくなること起因し、透磁率 μ_r が低下し始める周波数は透磁率 μ_r が高いほど低周波数になる。CMC等のインダクタの簡易的な等価回路にはESR (等価直列抵抗) とEPC (Effective Parallel Capacitance) が含まれる。EPCはコイル線間の寄生キャパシタに由来する。インピーダンス Z の周波数依存性からは、巻線の寄生容量とインダクタンスの並列共振周波数 (f_0) まではインダクタとして、 f_0 以上ではキャパシタとして働くことが理解できる。従って、材料だけではなく、巻線も合わせた部品と考えることが必要である。サイバトラックの3相EMIフィルタの巻線は線間の寄生容量を制御できる構造となっている。

DC/DC変換の基本を考える。

電圧変換には ①リア (シリーズ) レギュレータと ②スイッチングレギュレータが用いられる。入力電圧 $V_1 = 10\text{V}$ から電圧 $V_2 = 5\text{V}$ を出力する場合、①では可変抵抗による5 Ω を用いて、 $R_0 = 5\Omega$ の負荷抵抗電圧 $V_2 = 5\text{V}$ を得る。エネルギーロスによる発熱がある。②は半導体スイッチとLCフィルタで構成され、LCフィルタのコンデンサは矩形波電圧を一時的に蓄電し、放電することで電圧を平滑化する (直流成分を流す)。同時に高周波ノイズはコンデンサによってグラウンドに逃がす (高調波成分は流さない)。スイッチングレギュレータでは高効率変換が可能になる。

バッテリーを電源とする昇圧チョップ及び降圧チョップがあり、一方向と双方向の2種がある。双方向ではスイッチングにより双方向で発電機の制動エネルギーをやりとりすること、すなわち、電力回生が可能であ

る。一方向ではスイッチの部分ダイオードになっており、制動エネルギーの回収はできない。昇圧コンバータの出力電圧 (V_o) は $V_o = V_i/(1-d)$ で表される。 V_i は入力電圧、 d はスイッチのON時間とOFF時間の割合である。

高周波数駆動のメリットを考えてみよう。

負荷と並列結線されたコンデンサは高周波化によって時間当たりの充放電が多いため、必要なキャパシタンスが少なくて済む。 $f = 10$ 、25及び50 kHzの出力キャパシタンス電圧を比較するとそれぞれ97～102、99～101及び99.2～100.2 Vの変動になる。すなわち、高周波化によって小さなキャパシタンスで駆動が可能になる。キャパシタの体積は蓄積エネルギーに比例するので、高周波スイッチングは小型化に効果的である。負荷と直列結線のインダクタではスイッチング周期が短くなるため、コイルに蓄えるエネルギーが小さくて済む。 $f = 10$ 、25及び50 kHzのリアクトル電流を比較するとそれぞれ8～32、15～25及び18～22 Aの変動になる。すなわち、高周波化によって、小さなインダクタンスで駆動が可能になる。リアクトルの必要体積は最大蓄積エネルギーの3/4乗に比例し、エリアプロダクト値 (A_p : コア断面積とコアのウィンドウ面積の積) の3/4乗に比例する。従って、高周波スイッチングはリアクトルの小型化に効果的である。高周波化による小型化の例には40 kHz駆動、 $C = 170\text{ }\mu\text{F}$ のキャパシタンス体積は24 cm^3 に対し、400 kHz駆動、17 μF のキャパシタ体積は2.5 cm^3 がある。インダクタの40 kHz駆動のコア体積は22 cm^3 、400 kHz駆動では5 cm^3 の例がある。インダクタのコアは周波数領域によって用いる材質は変化する。

チョークコイルや絶縁型コンバータの設計方法は一般論として存在するものの、初学者には理解困難で、応用が不可能である。電気回路は理論から設計が可能であるが、磁気部品の世界ではその基本を理解しなければ設計はできない。磁気部品に対する設計理論は存在するのという疑問が残る。基本的に磁気回路を使うことの意味を理解しておく必要がある。磁気回路を使用するに当たっては ①電気との連成解析が可能、②汎用シミュレータが使用できる、③磁気回路モデルが簡潔で、計算精度が高い等の特徴を理解しておく必要もある。

磁気回路を用いたインダクタ設計の全体概要である7 Stepを纏めておく。

Step 1: 回路方式・回路パラメータの設計仕様

Step 2: インダクタコアサイズ・磁性材料、巻線設計

Step 3: 磁束密度・インダクタ電流リップル、パラメータの選択

Step 4: 巻線巻数設計・磁気抵抗設計

Step 5: 損失試算・発熱試算

Step 6: 試作・発熱測定・絶縁評価

Step 7: 終了

上記7 Stepをさらに具体化すると、以下の設計手順となる。

- 1) コアサイズの選択ーエリアプロダクト法 (コアサイズの選択) : エリアプロダクト法はエリアプロダクト (A_p) を考慮して、コアサイズを選択する。データシートにはトイダルコアと等価な等価磁路長 (l_{core}) と等価断面積 (A_{core}) が記載されているので参考にする。

BM インフォメーション

- 2) 巻線断面積の決定：設計する電流密度 $J_{\max}$ と最大インダクタ電流 $I_{L\max}$ から $A_{\text{winding}} = I_{L\max} / J_{\max}$ を用いて決定する。
- 3) 巻線巻数 N 、磁気抵抗値 R_m とエアギャップ長 l_g の決定：データシートから参照する方法、又はフリンジング効果を考慮した磁気抵抗計算による。
- 4) 有限要素法によるシミュレーション（3D）：シミュレーションソフトウェアPLECSを用いる。
- 5) 1Dマルチドメインシミュレーションによる磁気回路/電気回路連携評価

高性能化のための磁気部品の応用技術を纏める。

回路内で主要な体積を占める受動素子を小型化するために多相化による磁気部品の結合化がある。従来のインダクタ2相分を結合インダクタとすることで体積を約1/2とすることが可能になる。ケイ素鋼ダストコアを用いた結合インダクタでは出力300～950 Wで効率も約0.5%向上している。結合インダクタに用いる材料の選択はインダクタを設計する側が把握しなければならない。センダストコアを用いるとその低 B_s のためインダクタンスが低下し易い傾向にあるが、結合インダクタとすることでインダクタンスの低下を抑制した例もある。

GaNやSiC半導体を用いることでパワエレは高周波及び高変換器容量領域で進展している。高周波化による小型化はメリットであるが、温度上昇が大きな問題として浮上する。温度上昇抑制のためには構造的に冷却面を広くし、素子の低背化等により放熱性を高めることが重要である。高放熱化の例としては従来のヘリカルインダクタ巻線やスパイラル巻線を新提案のミアンダ配線とスプリットコアにし、コア面積を拡大し、巻線もコアを通して面で冷却する方式がある。コアと金属筐体の間にソフトサーマルシートを挿入し、効果的な熱伝導と容易な実装を実現する。Mn-Znフェライトインダクタではコアの冷却面積が4倍に増加している。

パワエレ関連の商品企画から管理までのプロセスにおいて高精度なフロントローディング化が必須で、物理モデリング・数式援用・シミュレーションツール・機械学習の効果的な活用が求められる。現状は各モデルに対する解析ツールがそれぞれ整備されており、フロントローディングにむけて、各ツールを状況に応じて使い分けることで対応している。本現状に対して、応用メーカー、電源メーカー、材料メーカー、素子メーカー等の各業界が分野間連携を行い、共通のプラットフォームを創製することが必要不可欠である。

今岡先生にパワエレ磁気部品の基礎と応用を丁寧に説明して頂いた。その内容は教科書クラスの厳密性も維持されている。急激な変化が生じているパワエレ分野の将来の技術動向及び連携すべき工業界の在り方についてもご教示頂いた。今後の分野共通のプラットフォーム創製構想は大変大きなテーマであるが、実現すると大きな工業界の力となることが期待できる。

2025年後期講座予定

第38期BM塾ではZoom開催で、「モータ技術の基礎と自動車用モータの最近の話題」と題して、大同大学 加納 善明先生に3回の講義をお願いしている。塾生諸君の参加をお願いしたい。

第1講

日時：2025年9月26日（金）14:00-16:00 Zoom

講義：モータの基礎 1「ブラシ付DCモータとブラシレスDCモータ」

講師：加納 善明（大同大学工学部 電気電子工学科/教授）

第2講

日時：2025年10月24日（金）14:00-16:00 Zoom

講義：モータの基礎2「永久磁石同期モータと高トルク化技術」

講師：加納 善明（大同大学工学部 電気電子工学科/教授）

第3講

日時：2025年11月14日（金）14:00-16:00 Zoom

講義：モータの基礎3「高トルク化技術と自動車用モータの開発動向」

講師：加納 善明（大同大学工学部 電気電子工学科/教授）

以上