

報告：2021 前期寺子屋 BM 塾 第 29 期 BM 講座

寺子屋 BM 塾長
元・日立金属(株)
徳永 雅亮

新型コロナ対策として、第 29 期は第 28 期と同様、リモート開催としたが、会議システムを Webex から Zoom に変更した。

2021 年度前期の BM 塾では、①「磁気応用（回転機）」、②「磁気応用（静止器）」及び③「磁気応用（解析技術）」の 3 各論講義を取り上げた。東北大教授中村健二先生に「磁気応用」に関する全 3 回の連続講義をお願いした。磁性材料を用いた磁気応用に関する基礎から最先端を平易に講義して頂いた。

第 1 講

2021 年 5 月 28 日（金）

@ Zoom

講義：各論講義「磁気応用（回転機）：非接触磁気ギアの基礎と磁気ギアドモータへの展開」



講師：中村 健二（東北大 教授）

概要：非接触で増減速可能な磁気ギアについて、基本構成や動作原理を解説するとともに、高効率設計事例について紹介する。また、磁気ギアとモータを組み合わせた磁気ギアドモータについても説明する。

受講生総数：45 名

記事：中村先生の第 1 講は「非接触磁気ギアの基礎と磁気ギアドモータへの展開」というテーマである。東北大中村研ではパワーマグネティックスに軸足を置き、磁気現象を利用して、先進的な電気機器やそれらを組み合わせた応用システムの研究を行っている。中村研の研究内容には① SR モータ（Switched Reluctance Motor）：高飽和磁束密度で低鉄損軟磁性材料であるナノメットをロータとステータに適用した SR モータ、アキシアルギャップ型インホイール SR モータ、②小型発電機：永久磁石リラクタンスジェネレータ、③電力系統用電圧安定化装置：可変インダクタを用いた系統電圧安定化装置、④高压直流送電（HVDC）：洋上風力発電用直流送電システム等がある。

モータや発電機は所望のトルクや回転数を得るために、機械式ギアと組合わせて使用される。機械式ギアは振動・騒音、摩耗及び発熱に対応するため、潤滑油供給が必須という欠点を持つ。これら欠点を回避する手段の一つとして、非接触で増速・減速が可能な磁気ギアがある。従来の磁気ギアは対向した磁石だけが動力伝達に寄与するために、伝達トルクは非常に小さかった。磁束変調型磁気ギアはアウターロータとインナーロータの間に固定されるポールピースによって磁石磁束を変調して、ギア動作を行う。内外ロータの総ての磁石がトルク伝達に寄与するため、トルク密度が高い。本磁気ギアは 1968 年の特許でその構造や機能は開示されていたが、実用化のキーマテリアルである強力な永久磁石が存在せず、実用化できなかった経緯がある。

アウターロータ（低回転 / l ）の対極数を p_l 、インナーロータ（高回転 / h ）の対極数を p_h 、ステータポールピースの極数を n_s とすると、磁気ギアとして機能するためには

$$p_l = n_s - p_h$$

の関係を満たす必要がある。

インナーロータが ω_h で回転すると、アウターロータは $(p_h / p_l)\omega_h$ で反対方向に回転する。また、アウターロータとインナーロータのトルクをそれぞれ τ_l 、 τ_h とすると $\tau_h = (p_h / p_l)\tau_l$ の関係が成立し、トルクの比もロータの極対数の比で決定される。 p_l / p_h はギア比とも呼ばれる。

磁気ギア設計の基本を以下に述べる。インナーロータの対極数の 2 倍（ $2 p_h$ ）とステータ極数（ n_s ）の最小公倍数（ N_c ）を大きくするとトルクリップルが低減できる。 (p_h, n_s, p_l) を $(2, 22, 20)$ から $(2, 23, 21)$ とすることによって N_c は 44 から 92 となりトルクリップルは 1/5 に低下する。

アウターヨーク厚はインナー磁石の面積から、アウターヨークが磁気飽和しないように決定する。

内外ギャップ長（インナー磁石とポールピース間及びアウター磁石とポールピース間）を 1 mm 一定とした場合、アウター磁石厚を 4 又は 6 mm で得られるトルクはインナー磁石厚 10 mm でほぼ飽和する。ただし、全磁石体積で規格化すると単位体積当たりのトルクはインナー磁石厚 5 mm でピークを示す。

ポールピースの径方向の長さは最適値が存在し、その最適値は 5 mm である。これはギャップ磁束密度分布を比較することによって確認でき、ギャップ磁束スペクトルの 31 次の変調波成分が最大になることからトルクの最大値が得られる。

ポールピースの周方向の幅比（厚さに対する幅の比、幅比ゼロはポールピースがない状態、1 はポールピース間の空間がない状態を表す。）は 0.5 でトルクは最大になる。ギャップ磁束スペクトルを見ると、本条件では 31 次変調波が最大になっている。

ポールピースが多極側の回転子（アウターロータ）に近づくほど、トルクは大きくなる。これはアウターロータの磁石の磁束の多くがポールピースに流れ込むためである。

磁気ギアの実用化に向けた課題は

- ①機械式ギアに匹敵するトルク密度と効率の実現、
- ②ポールピースの支持方法、
- ③磁石コストを主とするコスト削減の 3 点である。

初期試作機ではポールピースの軸長を長くし、軸方向に突き出させ、両側から金属製のホルダで挟んで支える構造とした。用いたインナーロータは 3 極対（磁石長：6 mm）、アウターロータは 31 極対（磁石長：4

mm)、ポールピース 34 極とし、ギア比 10.33 に設計した。試作機を評価した結果、速度比はギア比と一致し、最大トルクの実測値は計算値である $9.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ にほぼ一致した。最大効率は低速側で 85% が得られたが、速度上昇に伴い大幅に低下し、60% を下回った。効率低下の原因はポールピースを支持する金属製ホルダに渦電流損失が生じているためであることが、渦電流解析で明らかとなった。ポールピースの支持をベークライトや CFRP で行い、渦電流損を低減することができた。さらに、ポールピースと回転子の軸長を等しくし、アウターロータとポールピースのギャップを 0.5 mm、インナーロータとポールピースのギャップを 1.5 mm と改良することによって、トルクが $9.4 \text{ N}\cdot\text{m}$ から $13.8 \text{ N}\cdot\text{m}$ に増加し、最大効率が 99% に向上した。機械式の遊星ギアと比較して、効率は同等以上、特に低速域では磁気ギアが優位である。また、機械式ギアの損失は速度に比例するが、磁気ギアはほぼ速度の 2 乗に比例することも判明した。

モータと磁気ギアはそれらの動力の発生・伝達原理が等しいため融合一体化が可能である。一体化によって、部品点数の削減とトルク体積密度の向上が期待できる。磁気ギアドモータは磁気ギアのインナーロータの内側にモータの固定子を配置した構造になる。基本的にアキシアルギャップモータよりもラジアルギャップモータの方が高い空間利用率が得られる。

ラジアルギャップモータ形の磁気ギアドモータの構造は内側から

- ①固定子、
- ②インナーロータ、
- ③ポールピース、
- ④アウターロータ

で構成され、固定子に電気入力投入し、インナーロータが同期して回転する。磁気ギア部ではポールピースによってインナーロータの磁石磁束を変調し、アウターロータが回転して、機械出力が得られる。

磁気ギアドモータのトルク向上と損失低減によってその高効率化を検討した。検討したギアドモータの仕様は外径 140 mm、厚さ 36 mm、アウターロータ 23 対極、インナーロータ 4 対極、ポールピース 27 極である。

固定子の巻線占積率は半閉スロットからオープンスロットに変更することによって、38.3% から 44.8% に向上した。なお、コイル線径を $0.7 \text{ mm}\phi$ から $0.9 \text{ mm}\phi$ に変更し、巻線抵抗が $269 \text{ m}\Omega$ から $160 \text{ m}\Omega$ に低減した結果、電流密度に対するトルク特性が向上し、トルクに対する銅損が低減した。

次に、インナーロータを SPM から IPM に変更し、磁石の渦電流損失を低減した。IPM 化によって磁石内部に侵入していた高調波磁束が鉄心に流れ、磁石渦電流損が約 1/4 に低下した。

更に、固定子及び回転子の鉄心を 6.5%Si-Fe に変更し、鉄心の鉄損を 1/2 に低減した。以上の 3 点の改良によって、設計した磁気ギアドモータのトルクは約 2 倍向上し、上述したように、鉄損、銅損及び磁石渦電流損も大幅に低減した。

設計結果の実証を実験によって確認した結果、電流密度対トルク特性では実測値と設計値（計算値）の傾きがほぼ一致し、出力誤差は 15 W であった。トルク対損失特性の評価では銅損を除いた損失の誤差は 11 W で、誤差の原因は機械損であることが判明した。トルク対効率特性の評価から最大効率 84.7% が達成され、本効率はモータ 92%、ギア 92% に相当する。

開発したギアドモータは移動支援機器の試作が行われており、将来的には小型 EV への適用が計画されている。

中村先生には塾生のより良い理解が得られるよう、講義の流れ及びスライドに大変親切な工夫をして頂いた。ギアドモータの設計では顕在化した問題点を順序よく解決してゆく道筋が明快に示された。

第 2 講

2021 年 6 月 17 日（金）

@ Zoom

講義：各論講義「磁気応用（静止器）：可変インダクタの基礎と電力系統機器への展開」

講師：中村 健二（東北大 教授）

概要：交流巻線の実効的なインダクタンスを任意に制御可能な可変インダクタについて、基本構成や動作原理を解説するとともに、電力系統機器等への応用事例についても紹介する。

受講者数：37 名

記事：電力の変換・制御方式にはパワーエレクトロニクスとパワーマグネティクスがある。パワエは電力用半導体のスイッチング動作によって交直変換、電圧・電流の大きさ、周波数、位相等を高速且つ高効率に制御可能で、現状の電力の変換・制御方式の主流である。例としては、インバータ、コンバータ、チョッパ等がある。欠点はスイッチングに伴う電磁ノイズ (EMI) の発生である。パワーマグネティクスでは磁気デバイスを用いて、スイッチング動作を伴わずに、高品位に電圧・電流の大きさ、周波数等を制御できる。例としては、変圧器、過飽和リアクトル、可変インダクタ等がある。欠点はサイズ・重量が大きく、その動作原理が複雑なことである。

可変インダクタは制御側からの直流励磁によって交流主巻線の実効的なインダクタンスを任意に制御可能な磁気デバイスであり、高品位で信頼性の高い電力変換と制御が可能である。可変インダクタのオリジナルは 1968 年の IEEE Wescon Tech. Papers に発表されている。形状はカットコアを 90 度回転させて、接続した直交磁心である。制御側である一次側からの直流励磁によって、共通磁路が磁気飽和し、交流側である 2 次側の実効的なインダクタンスが制御される。

可変インダクタによる電力制御には

- ①電力変換（パラメトリック変圧器）、
- ②無効電力制御、
- ③有効電力制御の 3 種がある。

可変インダクタによる電力制御の基本を①パラメトリック変圧器を例として見てみよう。システムは可変インダクタの 2 次側に並列にコンデンサが配置されている。変圧器の機能は

- ① 1 次側から周期的励磁、
- ②カットコア接合面の磁路が飽和と未飽和を繰り返す、
- ③実効的な L が周期的に変動し、C との共振を起こす、
- ④ 1 次側から 2 次側に電力が送られる、

で説明される。動作波形を観察すると、方形波入力から正弦波出力が得られていることが確認できる。本機能を用いて 4.5 kW 級で効率 90% 以上の直交磁心形 DC-AC 変換機も開発されている。

次に、②無効電力制御の例を見てみよう。電力系統に負荷を繋いだ場合の電圧変動は以下の式で表される。

$$\Delta V = R_s I \cos \varphi + X_s I \sin \varphi$$

ここで、 ΔV は電圧変動、 R_s は電源抵抗、 I は負荷電流、 φ は負荷力率角、 X_s は電源リアクタンスである。実効電力を $P = VI \sin \varphi$ 及び無効電力を $Q = VI \cos \varphi$ とすると、電圧変動 ΔV は一般に $R_s \ll X_s$ であるから、 $\Delta V = (X_s/I)Q$ と表され、通常の電力系統の電圧変動はリアクタンス成分による変動が支配的であることが分かる。従って、電圧変動の補償には無効電力の調整が効果的であることが理解できる。

従来はサイリスタの位相制御により、進相から遅相までの無効電力を連続的に制御可能な静止型無効電力補償装置（Static Var Compensator/SVC）が開発されていたが、高調波が大きくフィルタが必須であった。これを可変インダクタで置換えることができる。可変インダクタを用いても、出力電流に高調波が含まれるが、楔型ギャップ付き直交磁心を適用することで高調波を低減できる。接合面の一部に楔形ギャップをいれ、磁束の流れを変化させ、磁心の有する非線形性を緩和する。この結果、第3高調波は残存するが、第5及び第7高調波は著しく低減する。開発された無効電力補償装置を6.6 kV 高圧配線系統の電圧調整に適用すると、電圧の変動幅は250 Vから130 Vに低減する。

最後に③有効電力の制御の例を見てみよう。手法は直列補償器及び位相器による2種がある。直列補償器では、可変インダクタとコンデンサを並列に組合せて系統に直列に接続する。本接続において送電線間の実効的リアクタンスを制御して有効電力を制御できる。また、移相器を用いて電力制御するには、90°位相差を持つ電圧を印加し、系統電圧の位相を変化させ、電力を制御する。いずれの手法も設計と実測の一致は良い。

無効電力補償装置の大容量化を目指した田形磁心を用いた可変インダクタの開発過程を見てみよう。系統電圧制御のためには機械接点を有する負荷時タップ切替変圧器及び電力用半導体素子を使用したSVRやSTATCOM（Static Synchronous Compensator）があるが、前者は制御がステップ状で、応答速度が遅いという欠点があり、後者では高コストという欠点がある。直交磁心型可変インダクタはカットコアを回転接続した構造のため、大容量化が難しい。そこで、大容量化のために田形可変インダクタが登場する。磁心を巻き鉄心から積み鉄心化し、鉄心材料を方向性電磁鋼板から無方向性電磁鋼板に変える。田形の磁心の外側4ヶ所に制御磁束を発生する巻線を、中心2ヶ所に主磁束を発生する巻線を施す。主磁束の向きを順方向（励磁方向非対向）にするか、逆方向（励磁方向対向）にするかによって、すなわち、励磁方向の違いによって特性が異なる。両者の特性差は漏れ磁束によって説明される。励磁方向対向では漏れ磁束が小さいのに対し、励磁方向非対向では漏れ磁束が大きい。漏れ磁束の小さい、漏れ磁束抵抗の大きい場合に、インダクタンスの変化幅が大きくなり、制御できる無効電力が大きくなる。300 kVA級の実証機では立上り80 ms以下及び立下り60 ms以下の応答性と40～120 Aの制御用DC電流により系統の電圧変動を秒オーダー以下で抑制できることを確認した。先行技術であるSVCとSTATCOMと比較して、今後の三相一体化で重量が30～40%減、高周波フィルタ不要、及び価格が20～30%減が可能である。本機は高圧電圧調整装置として2013年から東北電力管内で10台以上の導入実績がある。

次なるテーマは3相一体可変インダクタである。上述した可変インダクタは単相器であり、電力系統に適用するためには同一構成の可変インダ

クタが最低3台必要である。重量低減のためには3相一体化が望まれる。3相一体可変インダクタの鉄心は環状に等間隔に配置された6ヶの脚部鉄心と環状鉄心からなる。1次側制御用巻線は環状鉄心6ヶ所に、2次側巻線は対向する2ヶの脚部鉄心にu、v、w相がそれぞれ施される。各相の巻線が120度回転対称性をもつことになる。インダクタンスは共通磁路を形成する環状鉄心を飽和させることによって変化する。

シミュレーションによって、田形可変インダクタよりも3相一体可変インダクタには30%以上の軽量化の可能性のあることが分かった。実機製作によって、脚部巻線と環状鉄心巻線が物理的に干渉し、巻線占積率が低下することが判明した。他の設計としては18脚形や3次元構造も考えられるが、対策として重ね巻形の直流制御巻線と交流主巻線を重ねて脚部に施す方法を用いた。その結果、主巻線電流は正弦波形から2山に分裂した。これは重ね巻きによって、脚部鉄心が直流偏磁したことによる。

重ね巻きによって脚部鉄心が飽和していることが問題と考え、従来設計の環状鉄心が飽和するよう磁心サイズの変更を行った。すなわち、環状鉄心部を細くして、磁気飽和し易く、脚部鉄心は太くして、磁気飽和させない方向の変更である。本変更により、所望の磁束密度が得られ、電流波形は正弦波となった。4 kVA級の試作器では、無効電力を線形かつ連続的に制御可能で、主巻線電流歪み率が4%以下の結果が得られた。更に、100 kVA級の可変インダクタの設計、試作では良好な制御特性と主巻線電流歪み率5%以下を達成している。

今後の展開としては3相一体可変インダクタの立体構造化がある。環状鉄心2組を6本の脚部鉄心に繋ぐ。巻線は脚部鉄心に重ね巻きする。収納タンク側板に対して漏れ磁束が平行に発生し、冷却油が対流し易い、巻鉄心（脚部鉄心）と積み鉄心（環状鉄心）を分離製作可能という利点がある。

回転機応用の講義でも同様であるが、設計の段階の解決すべき問題を明らかにし、その解決への方法を明快に説明頂いた。

第3講

2021年7月16日（金）

@ Zoom

講義：各論講義「磁気応用（解析技術）：磁気回路法の基礎と応用」

講師：中村 健二（東北大 教授）

概要：磁気回路法とそれを発展させた手法であるリアクタンスネットワーク解析（RNA：Reluctance Network Analysis）について、基礎から応用まで解説するとともに、各種静止器・回転機の解析事例について紹介する。

受講者数：32名

記事：まず、磁気回路法の基礎からスタートした。パワエレ・モータドライブシステムの高性能化には電気・磁気・運動・制御を統合した連成解析が必須である。更に、実動作状態における鉄損算定が求められている。磁気回路法は「起磁力と磁束の関係を集中定数回路で取り扱うことにより、磁気現象を巨視的に解析する方法」である。特長は、

- ①モデルが簡便で、計算が早い、
- ②非線形磁気特性を考慮可能、
- ③鉄損の算定も可能、
- ④電気系、制御系、運動系等との「連成解析」が可能な4点である。

従って、パワエレ・モータドライブシステムの連成解析手法及び鉄損算定手法として有用であることが理解できる。

磁気回路法の基礎的な例として通電用の巻線が施された鉄心の磁気回路は

$$Ni = \frac{l}{\mu S} \phi = R_m \phi \quad (1)$$

と表現できる。ここで、 N は巻数、 i は電流、 l は磁路長、 μ は鉄心の透磁率、 S は鉄心の断面積、 ϕ は磁束である。 R_m は磁気抵抗であり、 $R_m = l/(\mu S)$ と表される。(1)式はオームの法則 ($V = Ri$) と同形である。

鉄心材料の非線形を導入するためには、鉄心の $B-H$ 曲線を $H = \alpha_1 B + \alpha_n B^n$ と表し、 $B = \mu H$ 及び $B = \phi/S$ の関係を用いて変形すると、(1)式は

$$Ni = \left[\frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \phi^{n-1} \right] \phi \quad (2)$$

となる。[] 内は非線形磁気抵抗と呼ばれ、第 1 項は磁気抵抗、第 2 項は非線形従属電源として扱う。このような磁気回路の計算には汎用の電気回路シミュレータが利用でき、電気-磁気連成解析が可能になる。電気回路と磁気回路の連成は磁気回路から ϕ を介して電気回路に従属電源 $e' = N(d\phi/dt)$ を与え、電気回路から i を介して磁気回路に従属電源 Ni を与える。本シミュレーション結果と観測波形を比較すると良好な一致が確認でき、磁気回路の計算に回路シミュレータを利用できることが理解できる。

磁気回路法の問題点は磁心形状が複雑な場合や漏れ磁束が多い場合に十分な精度が確保できないことにある。そこで、磁気回路法を拡張したリラクタンスネットワーク解析 (RNA) を提案した。RNA とは解析対象を複数の要素に分解し、それぞれの要素を磁気抵抗で表し、対象全体をひとつの磁気回路網として計算する方法である。閉じた口の字形のコアの一辺にコイルが巻かれた場合の 2 次元 RNA モデルの構築方法を考える。各要素中心から x 方向の面に R_x 、 y 方向の面に R_y をそれぞれ 2ヶ配置する。要素の x 及び y 方向長さを l_x 及び l_y とそれぞれする。起磁力 Ni は巻線の施されている脚の中心に配置する。

解析事例の 1 番目は永久磁石モータである。対象とするモータ構造の留意すべき点は、

- ①ステータに分布巻線、
- ②磁石回転子の回転運動の詳細把握、
- ③表面磁石の高さがステータの厚さよりも長く、オーバーハングしている、の 3 点である。

概略仕様は 3 相 4 極 24 スロット、定格出力 400 W、フェライト焼結磁石使用である。固定子ヨーク及びティースは周方向に 48 分割し、ティース先端、ギャップ (ティースとフェライト磁石の間のギャップ) 及び回転子は周方向に 96 分割する。分布巻線を考慮した起磁力配置をスロットとティースに対して行う。永久磁石 (l_m : 磁石長、 S_m : 断面積) の磁気回路表現はその減磁曲線を $H = H_{cB} - B/(\mu_r \mu_0)$ (μ_r : リコイル透磁率) と表し、両辺に磁石長 l_m を掛けると、 $Hl_m = H_{cB}l_m - l_m \phi / (\mu_r \mu_0 S_m)$ となる。従って、RNA モデルでは永久磁石は起磁力 $f_c = H_{cB}l_m$ 及び磁気抵抗 $R_p = l_m / (\mu_r \mu_0 S_m)$ の直列回路として表現できる。

磁石長 l_m を回転子位置角 θ の関数として表すことで、回転運動に伴

う起磁力 f_c の変化を表すことが可能である。オーバーハングしている磁石周辺の磁路を①磁石からステータ、②磁石からロータ、③漏れ磁束の 3 つに分解し、磁路を円弧と直線で近似して磁気抵抗を求める。円筒状回転子に働くトルク τ_m は

$$\tau_m = \int_V B \cdot \frac{\partial H}{\partial \theta} dV \quad (3)$$

と表される。 B は磁束密度、 H は磁界である。(3) 式を体積積分から面積分に書き直し、RNA モデルに合わせて、離散化する。RNA モデルにおける回転子に発生するトルクは回転子表面の要素の周方向の起磁力と径方向の磁束の積を全ての要素について計算し、これらの総和として得られる。

表面磁石モータの電気-磁気-運動連成モデルは

- ①駆動回路 (電気系)、
- ② RNA モデル (磁気系)、
- ③運動系から構成される。

解析結果からは、モータトルク (負荷トルクを与えた場合を含む) や回転数の時間変化が得られる。回転速度とトルクの関係及び入出力電力とトルクの関係が得られ、実測との整合は良い。

第 2 の解析事例は SR モータである。固定子 6 極、回転子 4 極の例を考える。まず、ステータ及びロータの鉄心を複数の要素に分割する。次に、各要素の寸法と材料の $B-H$ 曲線から非線形磁気抵抗を導出する。ステータとロータの近傍の磁極周辺の磁束分布は複雑で、回転に伴いダイナミックに変化する。磁極周辺の要素の寸法を回転子位置に応じて変化させることによって、回転子の回転運動を表現できる。漏れ磁束の磁気抵抗も勘案する。ステータとロータのなす角度 θ をパラメータとして鎖交磁束を起磁力の関数として導出することが可能で、本結果は FEM による計算結果と良好な一致を示す。電気-磁気-運動連成モデルからトルク、回転数及び回転子位置の計算が可能になる。なお、トルクは磁気エネルギーの θ 微分で得られ、磁気エネルギーは磁化曲線を ϕ の冪級数で近似して θ の関数で表している。連成モデルの解析により、励磁電圧及び電流波形の θ 依存性、トルク-速度特性及び SR モータ各部の磁束密度波形が求められる。

磁気回路における鉄損の算定には有名なスタインメッツの実験式がある。周波数の 1 次関数であるヒステリシス損と 2 次関数である渦電流損の和で表される。鉄損を表す回路素子を用いる方法では磁気回路の磁気抵抗と直列に磁気インダクタンスを挿入し、これに蓄えられるエネルギーから鉄損を求める。あと計算が不要な点が有利である。磁気回路における鉄損の表現は (1) 式に $R' = \beta_1 l / S \cdot d\phi/dt$ を加えたもので、 $v = Ri + L di/dt$ と同形である。SR モータの鉄損算定結果はほぼスタインメッツの解析値及び実測値と一致する。

上述の磁気回路法による鉄損算定ではインダクタンスは渦電流損を表し、ヒステリシス損失が含まれていない。Bertotti の実験式は (4) 式で表され、種々の鉄心材料の鉄損を 400Hz 程度まで、精度良く近似できる。

$$W_i = A_h B_m^2 f + A_e B_m^2 f^2 + A_a B_m^{1.5} f^{1.5} \quad (4)$$

第 1 項はヒステリシス損、第 2 項は渦電流損、第 3 項は異常渦電流損を表す。ここで、 W_i は鉄損、 B_m は磁束密度の最大値を表し、 A_h 、 A_e 、 A_a はそれぞれヒステリシス損失係数、渦電流損失係数、異常渦電

流損失係数を表す。(4) 式を満足する磁気回路方程式を導くと (5) 式が得られる。

$$Ni = g'(\varphi)l + \frac{\gamma_1}{S} \frac{d\varphi}{dt} \pm \frac{\gamma_2 l}{S^{0.5}} \sqrt{\left| \frac{d\varphi}{dt} \right|} \quad (5)$$

鉄心材料の $W/f-f$ 曲線を最小二乗法で近似することによって (5) 式の係数 γ_1 と γ_2 を決定して W_i を求める。

直流ヒステリシス $g(B)$ は LLG 方程式とプレイモデルを用いて求められる。すなわち、プレイモデルでは H 軸の幅の異なるプレイヒステロンと形状関数を組合わせて任意のヒステリシスカーブを表現できる。プレイモデルの導出には多数の実測データが必要になるが、ここでは LLG 方程式を活用して、直流ヒステリシスを算定する。LLG 方程式に必要な有効磁界 H_{eff} の導出には富士通の古屋らの開発した電磁鋼板に対して適用できる手法（交換磁界と静磁界を削除し、磁気弾性エネルギーによる磁界を加える）を用いる。本手法による電気-磁気連成モデル解析から、最大磁束密度 B_m や周波数 f を変化させても精度良く計算できる。PWM 励磁時のマイナーループまで高精度に計算が可能で、直流重畳時の算定精度も高い。

本手法によって、3 相一体可変インダクタの基本特性、鉄損及び出力電流波形が把握でき、鉄心材料のヒステリシスを考慮することによって電流波形の歪みも良好に模擬できる。ステータ 4 極、ロータ 2 極の SR モータにおいても、鉄損、電流波形が計算でき、モータ各部のヒステリシスループも描くことが可能である。

RNA モデルを含めた磁気回路法の手法と解析によって得られるデータの多様性には驚かされる。本手法の今後の更なる発展・深耕に期待したい。

2021 年後期講座予定

第 30 期 BM 塾ではやさしい磁性材料、①「磁性材料の基礎」、②「軟磁性材料」及び③「硬磁性材料」を取り上げる。

第 1 講

2021 年 9 月 10 日（金）@Zoom

講義：各論「磁性材料の基礎」

講師：福田 方勝（元 三菱製鋼）

第 2 講

2021 年 10 月 15 日（金）@ Zoom

講義：各論「軟磁性材料」

講師：福田 方勝（元 三菱製鋼）

第 3 講

2021 年 11 月 19 日（金）@ Zoom

講義：各論「硬磁性材料」

講師：福田 方勝（元 三菱製鋼）

以上