



入門講座

電磁鋼板入門ー7

電磁鋼製品のシミュレーション技術 Simulation Technology of Electrical Steel

藤崎 敬介 豊田工業大学 工学部 教授
Keisuke Fujisaki

1 はじめに

日本のエネルギー利用の42%は電気エネルギーで消費され、その半分が電気モータで利用されている^{1,2)}。また電気エネルギーの8割に近い将来、パワーエレクトロニクス回路を介して利用されると言われている。更に、現在主に内燃機関でカウントされている輸送部門(国内エネルギー利用の23%程度)では、船、自動車および航空機においてハイブリッドも含めた電動モータ駆動が開発され実用化されている。ここでは、図1に示す如く電気モータだけではなく、インバータ、制御部で構成されるモータ駆動システムが利用されている¹⁻¹⁴⁾。

モータ駆動システムでは、電気モータのコアとしての電磁鋼板や界磁に使用されている永久磁石だけではなく、インバータを始めとしたパワーエレクトロニクス回路にて電気モータコアは励磁されており、種々の磁性材料が利用されて

いる。EVを始めとした輸送部門では、加速や減速が必須で、速度が連続的に変化するので、電気モータの原理上、モータに印加する電圧および周波数は、速度に応じて時々刻々に変化する必要がある、それを応答よくかつ高効率に実現するのがパワーエレクトロニクス回路の一種であるインバータ回路である。パワーエレクトロニクス回路では、電力用半導体のスイッチング動作をしているので、印加する電圧波形は、時間高調波を含むON/OFFによる矩形波波形となる。つまり、電磁鋼板をEVなどで利用する場合には、一連のON/OFFによる矩形波波形で励磁される¹⁵⁻²³⁾。

EVなどで使用するモータ駆動システムは、インバータなどの電力用半導体素子で主に構成されるパワーエレクトロニクス回路で駆動させることになる。図2は、電磁鋼板などの磁性体のモノの流れと、半導体のモノの流れを、製造から最終製品まで大まかに示したものであるが、そこには技術的な「大きな壁」が存在しているように思える。その理由として

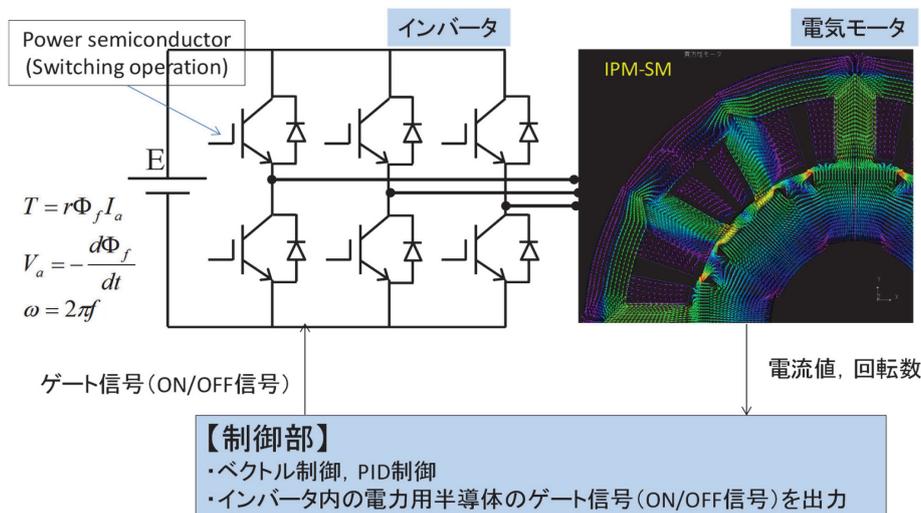


図1 電気自動車、ロボットで駆動されるモータ駆動システム (Online version in color.)

は、電気技術と材料技術との学問的背景の違いにあるものと考えられる。つまり電気工学は電気を持つ線形性・等方性・均一性・ヒステリシス性なし・集中定数での表現を前提に単一周波数での複素数で議論し、Maxwell方程式に基づく演繹的手法を主に用いるのに対し、材料工学は材料の持つ非線形性・異方性・不均一性・ヒス性・分布定数性を前提としているため、実験データに基づく機能的手法を主に用いる。この壁のためか、30年前は高周波磁気の研究が大いに進んでパワーエレクトロニクス技術は後塵を拝していたが、最近ではパワーエレクトロニクス技術が大いに進み磁気はそのボトルネックになっている、といったことが起こっている¹⁷⁻¹⁹⁾。このため、この壁を乗り越えて電磁鋼板が電気工学の中でどのように使用されているかをよく知って材料開発、モータ開発を行うことが今後の新たな方向性のように思われる。

そこで本稿では、これから益々利用が広まる電磁鋼板およびその電気工学での活用を想定してそこで起こっているシミュレーション技術を中心に述べることにする。電磁鋼板をモータなどで利用する場合には、モータの複雑な挙動を理

解しその開発、利用を考えることも重要である。これにより電磁鋼板の実使用条件での課題が明確になり、研究開発の方向性がはっきりするからである。本稿ではシミュレーション技術として、磁性体マルチスケール解析と材料電磁界数値解析、電気モータの鉄損評価としての計測と数値解析、について述べることにする。

2 磁性体マルチスケール数値解析と材料電磁界数値解析

電気モータや変圧器などで使用される電磁鋼板は、図3のごとくそのスケールに基づき異なる物理法則をもつ、磁性体マルチスケール現象をもつ。モータサイズのEV車はセンチメートルサイズの電気モータで駆動され、そのコアである電磁鋼板はミリメートル以下の多結晶体の集合組織であり、各結晶粒は飽和磁化をもつマイクロメートル以下の磁区構造を持ち、各原子は結晶構造の結晶方位に依存する結晶磁気異方性を持ち、ナノメートルサイズの電子スピンの基づく飽和磁

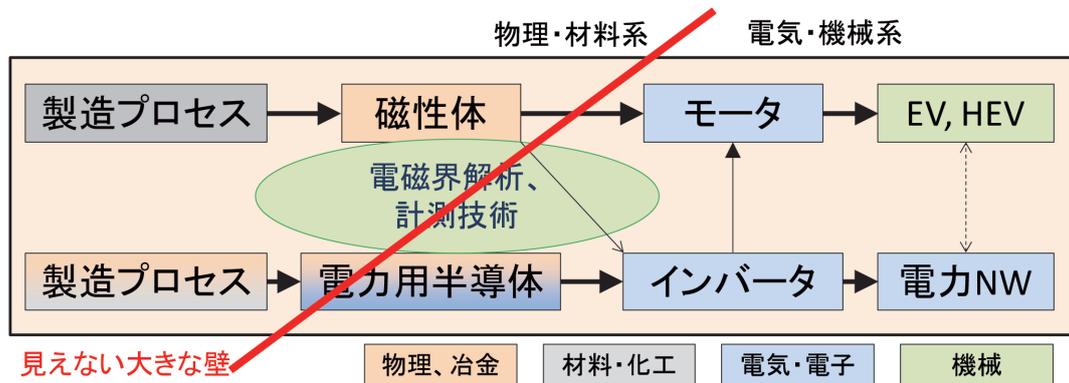


図2 電気技術と材料技術との見えない大きな壁の存在 (Online version in color.)

	Super-Macro(10m-scale) Magnetic shield	Macro(cm-scale) Motor	Meso(mm-scale) Crystal Grain	Micro(μ m-scale) Magnetic domain	Nano(nm-scale) Atomic structure
Model					
Ex.	Design of shield	Design of motor	Crystal shape and orientation	Sludge, Ingredient	Parameters of LLG
Cal.	Equivalent B-H	Motor analysis	Polycrystal model	Magnetic domain (μ -MAG, LLG, etc.)	Molecular dynamic Ab initio

図3 磁性体マルチスケール解析技術 (Online version in color.)

化をもつ。電気モータはMaxwell方程式に従いトルクを発生し、磁区構造はLLG方程式に従い磁化現象を表現し、結晶構造は量子力学の法則に従う。かくのごとく各スケールにおける偏微分方程式はこれまで数多くの研究者によって解析、解明されてきた²⁴⁻²⁹⁾。ここでは、多結晶の材料電磁界数値解析技術について紹介する。

電磁鋼板などの磁性材料の多結晶は、LLG方程式に基づく磁区構造計算でその磁気特性を数値解析にて求めることができる。しかし、ミリメートルサイズの結晶粒を数十個もつ電磁鋼板の磁気特性計算をLLG方程式で解こうとすると、メッシュ爆発の問題が発生するので、何らかの数学的なモデル化を行う必要がある。ここでは有限要素法の静磁界数値解析によるモデル化を行う³⁰⁻³³⁾。3次元多結晶磁場解析の解析結果と磁場計測結果を図4に示す。多結晶の磁場計測は、探針法による磁束密度分布とHコイル法による磁界分布とから鉄損分布を計測した。結晶方位分布により鉄損が分布している計測の状況が磁場解析で綺麗に表現されていることが

わかる。

かくのごとく電磁鋼板などの磁性材料の磁気特性を、電磁界数値解析を用いて計算する材料電磁界数値解析はこれまで数多く研究されている³⁴⁻³⁶⁾。それらを体積平均などの粗視化をすることで、実測している磁気特性データが得られ、それらとの比較ができる。多くの有効性が示されている。

3 電気モータの鉄損評価としての計測と数値解析

3.1 インバータ励磁時の磁気特性

EVなどで使用されるモータ駆動システムにおいては図1のごとくインバータで電磁鋼板は励磁されることになる。しかしながら、JISおよびIECで定められている規格では、電磁鋼板の磁気特性は時間高調波を含まない正弦波にて励磁されている^{37,38)}。

図5は正弦波励磁とインバータ励磁の電圧時間波形(単相)

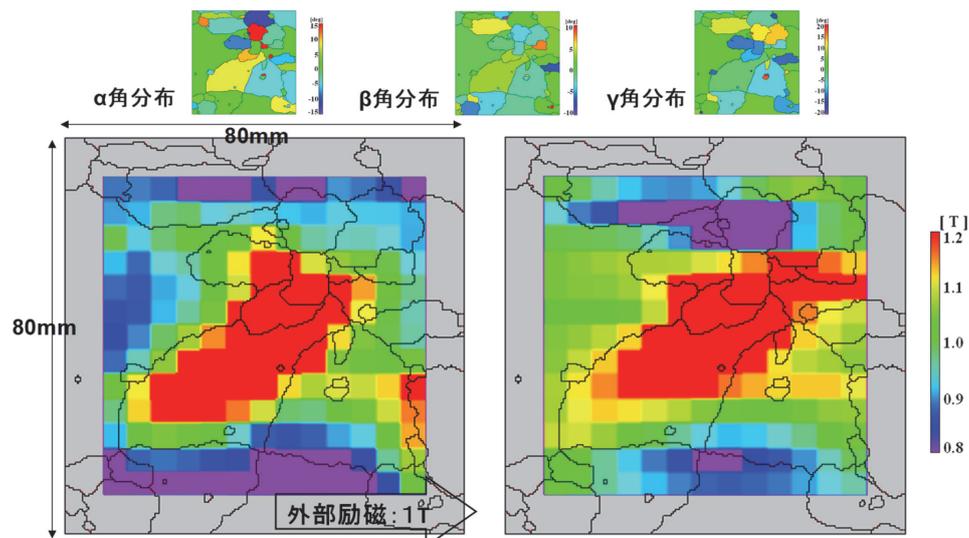


図4 多結晶磁場解析 (Online version in color.)

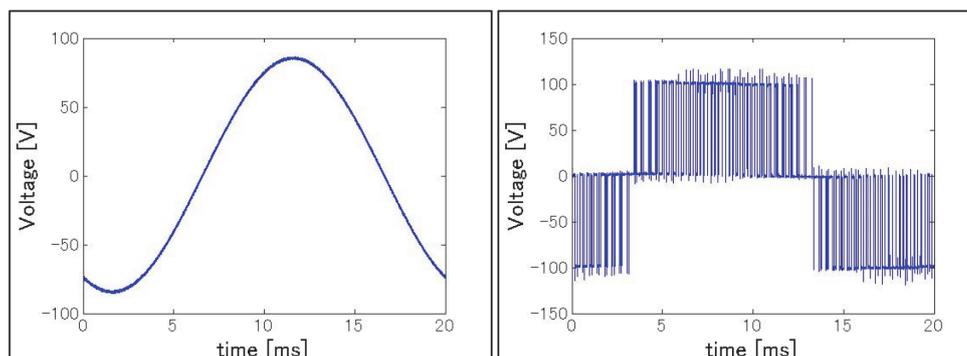


図5 正弦波励磁(左)とインバータ励磁(右)の電圧時間波形 (Online version in color.)

である。正弦波励磁は、バイポーラトランジスタのリニアアンプを用いているために、(電力変換効率はずしも大きくはないが) 時間高調波を含まない綺麗な正弦波が得られる。インバータ励磁は、半導体のスイッチング動作により多くの矩形波より構成されている。スイッチング動作は、ONまたはOFFの時に半導体に印加される電圧または流れる電流が「零」(理想状態ではあるが) となり半導体の損失が「零」となるので、電力変換を高効率に実現できる。ここでは基本周波数50 Hzに対し鉄損を下げるためにキャリア周波数10 kHzでPWM (パルス幅変調) を用いている^{37,38)}。

図6はそれらの時のB-H磁気特性波形である。正弦波励磁では教科書通りのきれいなB-H曲線が得られている。しかしインバータ励磁では、基本周波数での大きなB-H曲線上(それは正弦波励磁と同じ) にキャリア波による数多くのマイナーループが重畳されている。それぞれのB-H曲線の内部面積が鉄損である。インバータ励磁ではキャリア波によるマイナ

ループにより鉄損が3-5割程度増加する³⁹⁻⁴⁴⁾。

インバータ励磁における鉄損増加の要因であるマイナーループは、インバータ回路の電力用半導体のON電圧の影響と言え、鉄損を増加させるクロズドループと低減させるオープンループが存在し、インバータ回路と電流、電圧の向き、正負により決定される。そこで、このマイナーループを磁気ヒステリシスモデル (Play Model) と高周波渦電流のモデル (Cauer式) を用いて数値解析にてモデル化する手法を開発した。解析結果とその時の計測結果を図7に示す。マイナーループのクロズドおよびオープンおよび渦電流による影響が、本解析手法でよく表現されていることがわかる⁴⁵⁻⁴⁷⁾。

3.2 モータ駆動システムの鉄損

回転しているモータ鉄損の計測を直接行うことは難しいので、間接的に計測することになる。条件としては、引き吊り損(無電流条件)、無負荷損、負荷損の3種類がある。

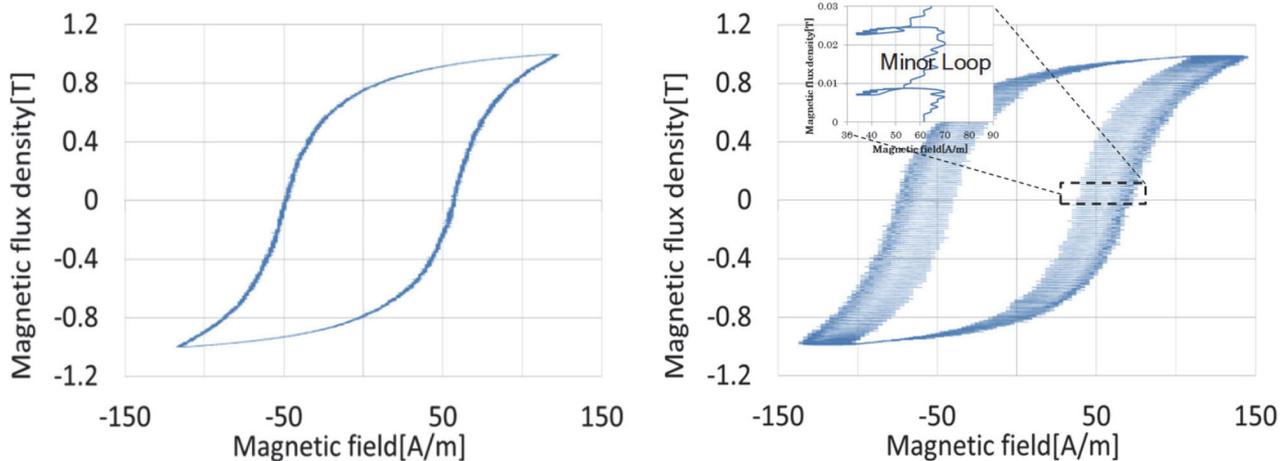


図6 正弦波励磁 (左) とインバータ励磁 (右) のときの磁気特性 (Online version in color.)

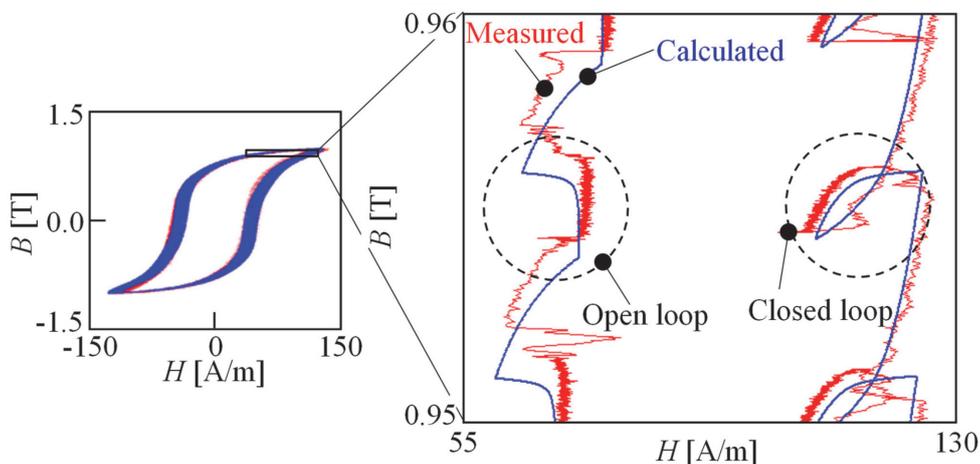


図7 磁気ヒステリシスモデル (Play Model) と高周波渦電流のモデル (Cauer式) を用いたマイナーループのBH曲線・数値解析モデル (Online version in color)

引き吊り損（無電流条件）は、モータ内にある永久磁石を着磁したロータを、別途モータで回転させ、図8 (a)のごとく回転時の発生トルクをトルク計で計測する。永久磁石を回転させるとステータコアを励磁させているので、モータの出力であるトルクには、モータ鉄損と機械損が含まれる。別途永久磁石を着磁していないロータを用意し駆動させ機械損： P_f を計測すると、式 (1) でモータ鉄損が計測される。着磁した永久磁石の発生する磁束は、ステータコアだけではなくロータおよび永久磁石をも励磁し、その高調波成分をも含むので、ステータ鉄損、ロータ鉄損、永久磁石損の合計値が計測される。

$$P_{noc} = \omega T - P_f \dots \dots \dots (1)$$

無負荷損は、図8 (b)のごとくモータをインバータに接続してモータを回転させるが、モータの負荷はない状況で鉄損を計測する。インバータからモータに供給する電力： $P_{3\phi}$ を計測し、モータ各相に流れる相電流の実効値： I_{urms} , I_{vrms} , I_{wrms} と銅損： R_s および上記の機械損： P_f から、無負荷時の鉄損： P_{nol} は次式で算出される。

$$P_{nol} = P_{3\phi} - R_s (I_{urms}^2 + I_{vrms}^2 + I_{wrms}^2) - P_f \dots \dots \dots (2)$$

負荷損は、図8 (c)のごとくインバータに接続したモータを回転させ、負荷をかけた状態でモータ鉄損 P_{load} を計測する。トルク計のトルク値： T および角回転数： ω を計測し、次式より負荷時のモータ鉄損が算出される。モータの効率が9割程度であることを考えれば、インバータの電力値および

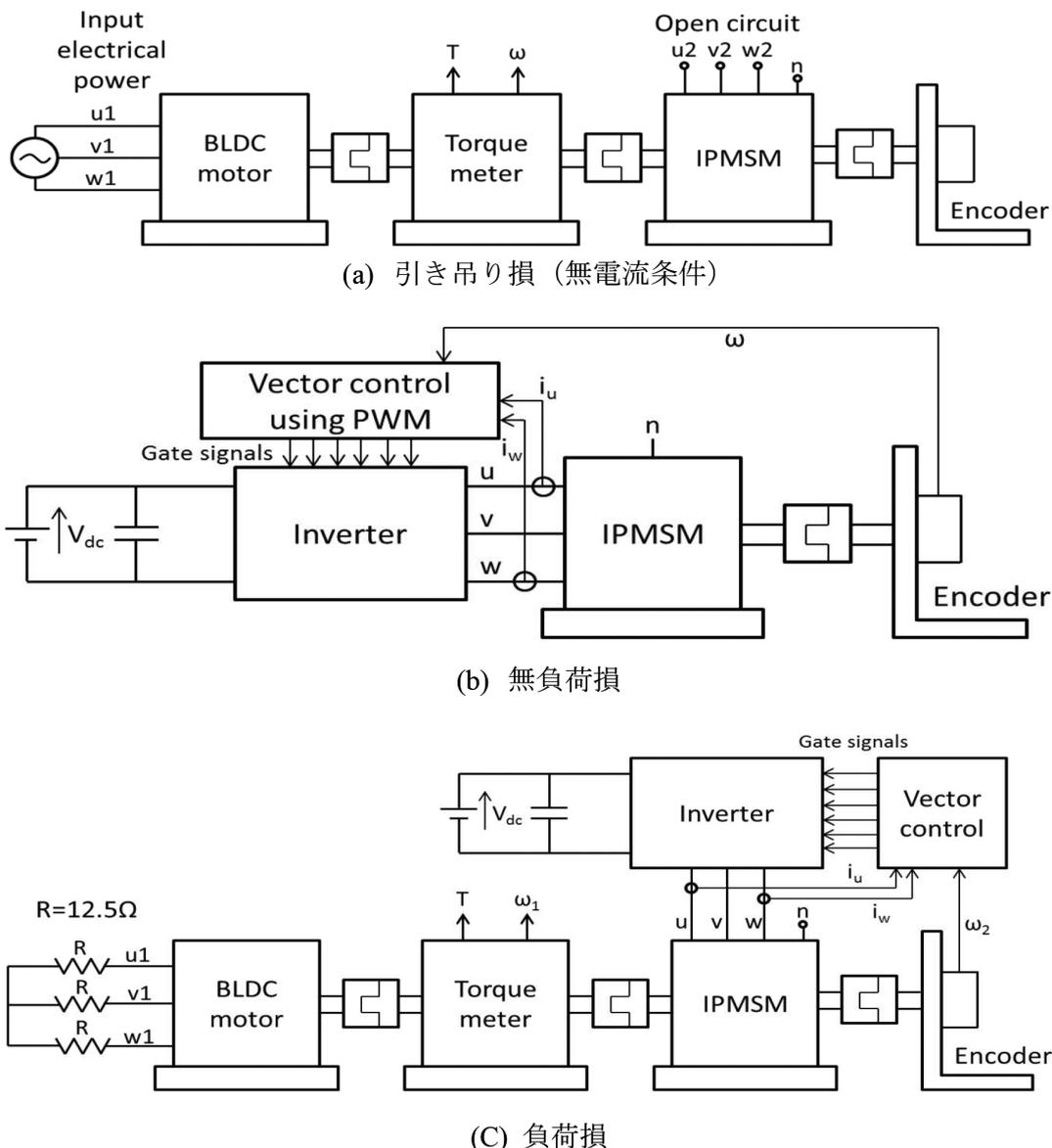


図8 モータ駆動時のモータ鉄損を計測するモータシミュレータ

トルク値の正確な計測が必要である。

$$P_{load} = P_{3\phi} - R_S(I_{urms}^2 + I_{vrms}^2 + I_{wrms}^2) - P_f - \omega T \dots\dots\dots(3)$$

インバータで励磁した時、モータコアにサーチコイル（今回はティース部）を巻き付け、コアに流れる磁束密度の時間波形を計測した結果を図9に示す。キャリア周波数5 kHzと10 kHzの場合を記すが、50 Hzの1周期時間波形は一見時間高調波がみられない綺麗な正弦波に見えるが、部分拡大すると、キャリア周波数に応じたギザギザな時間波形がみられ、インバータの影響がみられる。キャリア周波数10 kHzでは同5 kHzよりギザギザのピッチは短く波高値も小さい。

この無負荷時のモータ鉄損のキャリア周波数を変えた時のグラフを図10に示す。キャリア周波数が小さくなるほどモータ鉄損は増え、大きくなると減少しており、3割ほどのモータ鉄損の変動がみられる。こうした傾向は、リング試料の鉄損特性と同様である。

引き吊り損、無負荷損、負荷損のモータ鉄損を計測し、別途計算した電磁界数値解析の鉄損結果との比較した図を図11に示す。電磁界数値解析は、以下の式(4)で示すA法を用

いた2次元渦電流解析を用いた。過渡解析を行うことでインバータの矩形波をも考慮している。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v_y \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_x \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_0 + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} \dots\dots\dots(4)$$

解析結果から得られる磁束密度の時間波形より。周波数を考慮したスタインメッツ式よりヒス損、渦損に分離したステータ、ロータ鉄損を算出し、永久磁石に流れる渦電流より渦損を算出する。計測したモータ鉄損は、これらの合計値が計測されるだけであるので、数値解析結果と比較することで、損失の内訳をより詳細に分析することができる。

図11をみると、引き吊り損、無負荷損、負荷損ともに、計測値と解析値のよい一致をみている。両者とも引き吊り損、無負荷損、負荷損の順に損失が増加している。特に引き吊り損と無負荷損との差異が大きい。内訳をみると、ステータ、ロータ、永久磁石の渦電流損が大きくなっている。インバータによる時間高調波の影響による損失増加といえる。ヒステリシス損は3条件とも差異は小さいといえる。つまりモータ

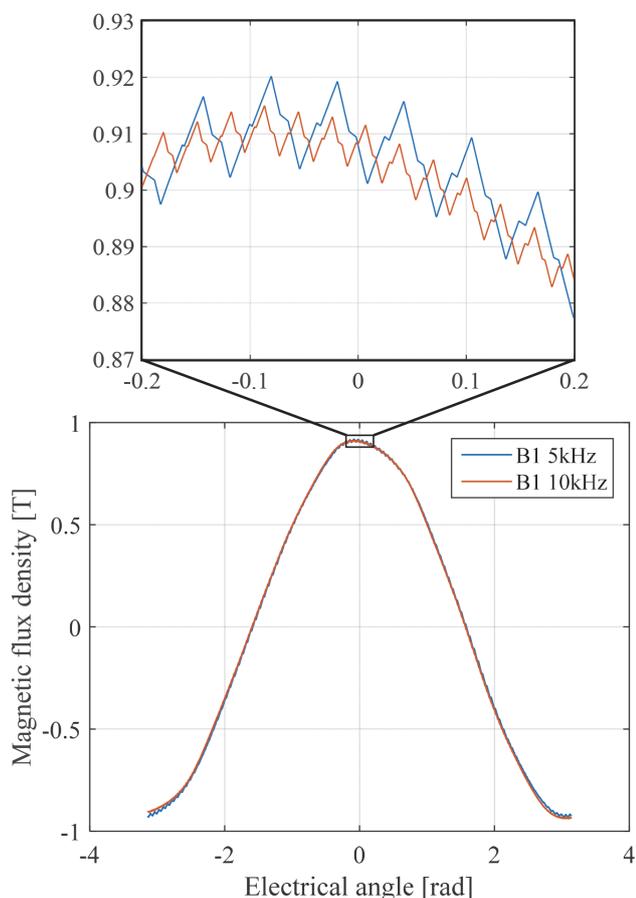


図9 モータ (IPM-SM) コアティース部に流れる磁束密度の時間波形と部分拡大図 (Online version in color.)

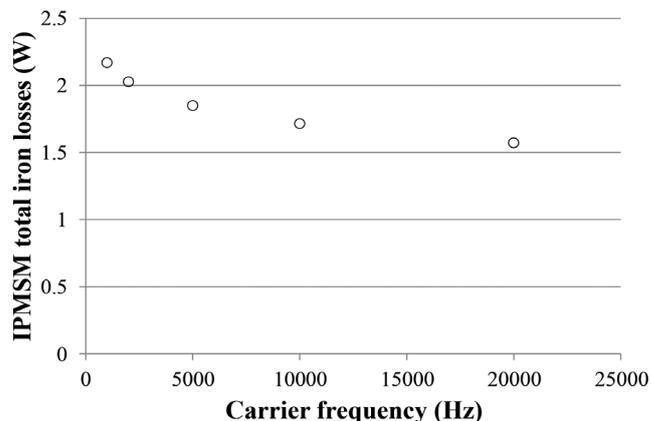


図10 モータ (IPM-SM) 鉄損のキャリア周波数特性

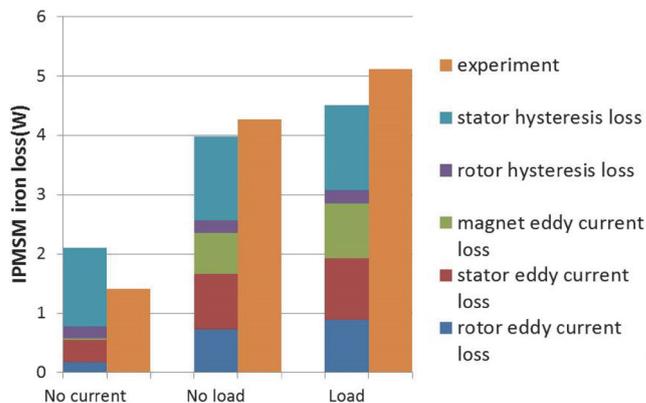


図11 引き吊り損、無負荷損、負荷損のモータ鉄損の計測値と実測値 (Online version in color.)

駆動システムでのモータ鉄損は、モータの駆動条件によって異なるし、インバータ励磁時の高調波による損失増大は大きいものといえる^{48,49)}。

3.3 モータBF

モータ鉄損は、実際にモータの形状にし、インバータ駆動したときの鉄損値であるが、電磁鋼板素材特性との議論は重

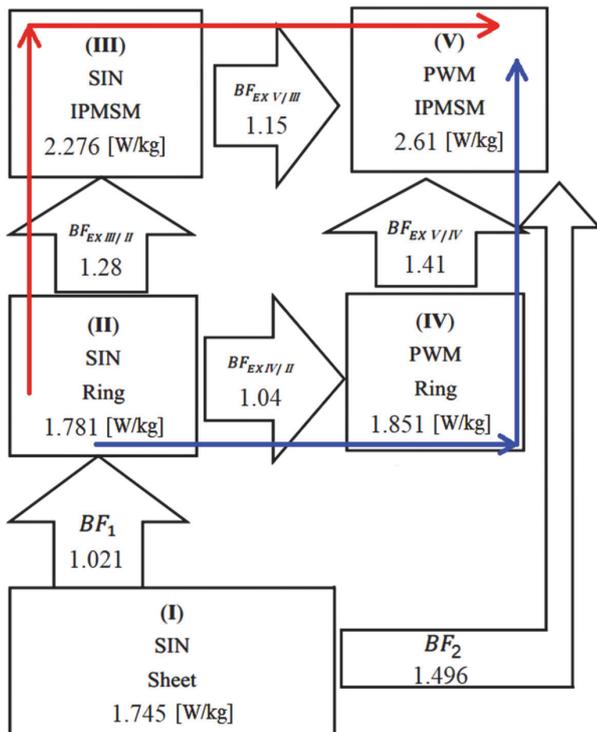


図12 モータBFの図 (Online version in color.)

要で、素材値とモータ鉄損との比は、BF (Building Factor) で表現される。よい素材でモータを作れば鉄損の低いモータができるのはある意味当然のことといえるが、素材の特性をできるだけ損なわないでモータに仕上げ、使用することが重要である。BF値はその指標に使用される。

図12は、電磁鋼板の素材特性がモータ駆動システムになると、鉄損がどのように変化するかBFの視点でまとめた図である。入手した電磁鋼板の鉄損のカatalog値 (I) から出発して、リング状の正弦波励磁状態 (II)、モータコアとして成形し正弦波駆動で回転させた状態 (III)、一方リング試料をインバータ励磁した状態 (IV)、最後にモータをインバータで駆動したときの状態 (V) に分け、それぞれの鉄損がどのように推移したかを示す。この図より、モータ駆動システムでのモータコア損の増加要因が、モータ形状起因なのか、インバータ励磁起因なのか分析することができる。この図によると、インバータ起因よりもモータ形状等による鉄損増加が大きいといえる⁵⁰⁾。

3.4 GaNインバータ励磁

インバータのスイッチング素子としての半導体素子の材料としては、従来のSi材より高応答かつ低抵抗なGaNやSiC材が期待され、実用化に向かっている。ここではGaN-FET素子を用いたGaN-FETインバータ励磁と、従来のSi-IGBT素子を用いたSi-IGBTインバータ励磁とのモータ鉄損の特性について考える。

図13は、GaN-FETインバータおよびSi-IGBTインバータでモータ (IPM-SM：埋め込み式永久磁石同期モータ) を駆

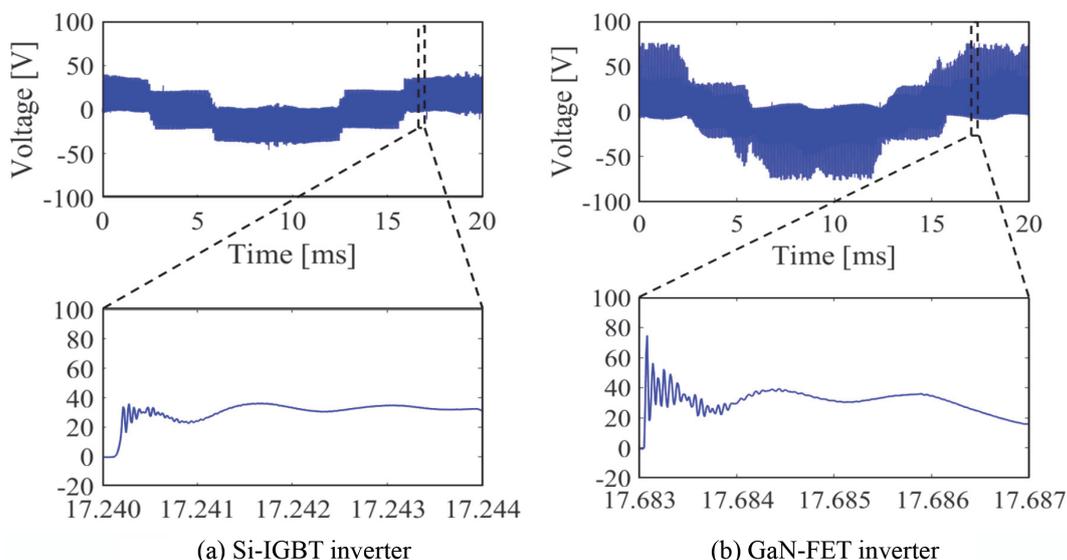


図13 GaN-FETインバータおよびSi-IGBTインバータでモータ (IPM-SM) を駆動したときの印加電圧の時間波形 ($f_c = 20$ kHz) (Online version in color.)

動したときの印加電圧の時間波形 (キャリア周波数 $f_c=20$ kHz) である。同図 (a) の Si-IGBT インバータ励磁では、矩形波電圧の立上り時間が遅いため、電圧波形にリングング現象は発現していないが、同図 (b) の GaN-FET インバータ励磁では、立上り時間が早いため、電圧波形にリングング現象が発現している。リングング現象は、電力用半導体素子やインバータ回路での LC 共振現象と、負荷 (ここではモータ) 固有の LC 共振現象とがある。ここでのリングング現象は、負荷共振起因であることがわかっており、ほぼ同一の共振周波数をもつ。負荷共振のリングングでは、共振周波数 (3-30 MHz 程度) でのリングング電流がモータに流れ、そこでの鉄損 (リングング鉄損) が生じる。

リングング鉄損は、矩形波電圧の発生の度に発生するの

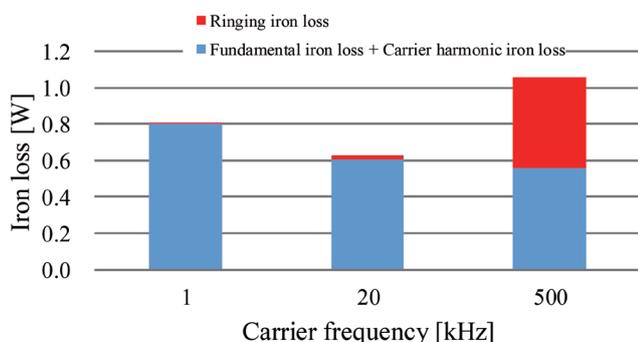


図14 GaN インバータ励磁時のキャリア周波数を変えた時のモータ鉄損とリングング鉄損成分の割合 (Online version in color.)

で、キャリア周波数を増加させるとリングング鉄損は増加する。図14は、GaN-FET インバータ励磁時のキャリア周波数を変えた時のモータ鉄損の特性を示したものであり。GaN-FET インバータは高応答なのでインバータのデッドタイムを Si-IGBT インバータより小さくできるので、500 kHz 高周波までキャリア周波数を高くすることができる。500 kHz まで高くすると、リングング鉄損の割合が4割ほど占め顕在化するが、キャリア周波数による鉄損 (キャリア鉄損) は確実に小さくなっている。キャリア周波数を挙げると、インバータ損が増えるが、現在では MHz 以上でのスイッチング電源がソフトスイッチング技術で実用化されているので、インバータ損低減の策はないわけではない⁵¹⁻⁵⁴。

3.5 低鉄損材を用いたモータ鉄損特性

現在モータコアとしては、コストパフォーマンスを考慮して NO (無方向性) 電磁鋼板が多く使用されている。しかし、モータ鉄損を下げるためには、NO 材よりより鉄損が小さい市販の軟磁性材料が存在する。このため、モータ鉄損低減策の基礎研究として、GO 材 (方向性電磁鋼板)、アモルファス材、ナノ結晶材を用いてのモータコアを試作しその鉄損特性を求めた。

図15に各軟磁性材料で試作したステータコアの写真を示す。これらの軟磁性材料のうち GO 材は唯一磁気異方性が強い材料である。ステータコアには、任意方向に磁束が向くので、NO 材のごとく等方性材料の場合はステータコアを一体

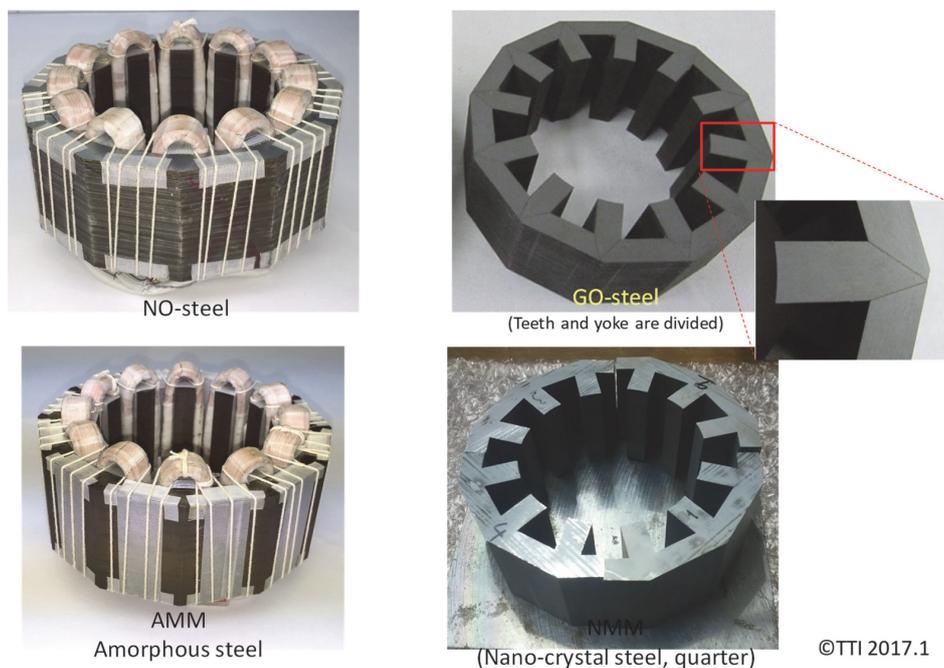


図15 市販材の軟磁性材料を用いて試作したモータ・ステータコア (NO コア, GO 分割コア, アモルファスコア, ナノ結晶コア) (Online version in color.)

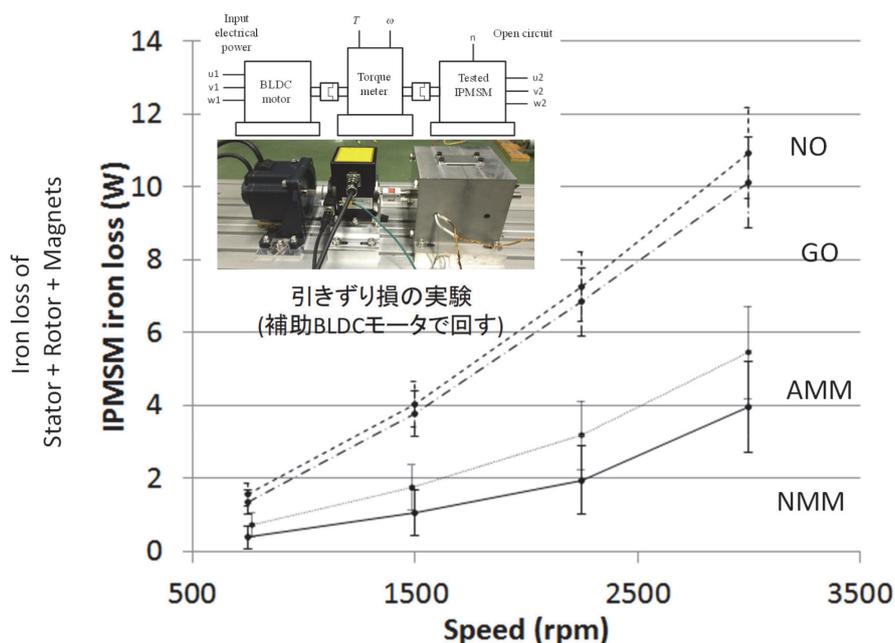


図16 市販の軟磁性材料を用いたモータ鉄損特性(引き吊り損)(モータ鉄損 = ステータ鉄損 + ロータ鉄損 + 永久磁石損)(Online version in color.)

として使用できるが、異方性材料の場合は工夫が必要である。ステータ内の磁束は、ティース部は径方向、ヨーク部は周方向に流れるので、GO材の磁化容易軸方向は、主磁束が流れる方向に揃えることが重要で、ティース部とヨークとで分割するGO分割コア形状とした。ティース部の数を減らし分割コア形状を製作しやすいようにしたため、ステータは角型の8極の集中巻きとした。NO、アモルファス、ナノ結晶の各材料のステータコアもGOモータと同形状とした。

引き吊り損の計測結果を図16に示す。NOモータ、GO分割モータ、アモルファスモータ、ナノ結晶モータの順にモータ鉄損が低減していることがわかる。計測したモータ鉄損は、ステータ鉄損だけではなく、ロータ鉄損、永久磁石損も含まれており、後者2つは、全てNO材および焼結磁石を用いているのでその分が共通となってかさ上げされているものといえる^{55-58,63)}。

3.6 応力印加時のモータ鉄損特性

電磁鋼板に応力を印加したときには、応力による磁気特性の変化が生じる。電磁鋼板などの磁性体に磁束を流すと歪みが生じる磁歪と、応力を印加すると磁気特性が変化することとは現象の表裏の関係である。一般に鋼板を引っ張ると磁気特性は向上することが多く、圧縮すると低下することが多い。圧縮による鉄損増加現象は、磁気ヒステリシス損の増加が主である。

この応力印加時の磁気特性の変化を数値解析にてモータ解析した事例がある⁵⁹⁾。そこでは応力分布を別途計算した応力計算にてそれに応じて磁気特性を変えての電磁界解析を行って、実現象をよく表現している。しかし応力および磁束密度にはテンソル性、ベクトル性があるので、詳細にはその現象をも考慮する必要がある^{60,61)}。

また電磁鋼板の切断時に生じる磁気特性の変化をも考慮したモータの電磁界数値解析結果があり、実現象をよく表現している⁶²⁾。しかしそこでの切断時に起こる現象は簡易的に表現したものである。実際の現象はより複雑なものなので、より実現象に即したモデルの研究開発が望まれる。

4 おわりに

EV社会およびパワーエレクトロニクス社会が予想され、現在電気エネルギー利用の拡大期を迎えようとしている。ここでは、モータコアなど電磁鋼板の果たす役割がますます大きくなり、環境負荷低減社会実現の上でも損失特に鉄損の低減化が求められている。ここでは、従来の時間高調波を含まない商用周波数だけの利用ではなく、パワーエレクトロニクス回路を介しての時間高調波を含む電圧波形の励磁となる。ここではこれまで以上の複雑な現象が発生し、それらを計測して数値解析し現象を解明し対策を行う丁寧な研究開発が必要となる。このため電磁鋼板の開発にあたっては、こう

したことを考慮して電磁鋼板の利用者と一緒になったの研究開発が期待されるものと考える。

参考文献

- 1) 藤崎敬介編著：モータ駆動システムのための磁性材料活用技術，コロナ社，(2018)。
- 2) Magnetic Material for Motor Drive System (ISBN 978-981-329-906-1, 2019), ed. by K.Fujisaki, Springer-Nature, (2019)。
- 3) 藤崎敬介：電気学会誌，133 (2013) 12, 821。
- 4) 平成23年度 (2011年度) エネルギー需給実績 (確報) (平成25年4月12日公表)，経済産業省 資源エネルギー庁。
- 5) 藤崎敬介：電気工学ハンドブック第7版，産業エレクトロニクスの概要，41編 1章，(2013)，2081。藤崎敬介：マイクロ波プロセス，41編 4. 4 (2013)，2106。
- 6) 電磁アクチュエータシステムのための磁性材料とその評価技術調査専門委員会，電磁アクチュエータシステムのための磁性材料とその評価技術，電気学会技術報告，(2017)，1397。
- 7) 本蔵義信，藤崎敬介：電気学会誌，134 (2014) 12, 828。
- 8) 藤崎敬介：まぐね，17 (2022) 3。
- 9) K.Fujisaki：IEEE Intermag Conf 2021，(2021)，TU-02, A Virtual Conference, Invited。
- 10) K.Fujisaki：第38回日本磁気学会学術講演会，Symposium “Challenge of Magnetics to Improve Energy Efficiency”，4aB-2，(2014)。
- 11) 藤崎敬介：今後の磁性材料とパワーエレクトロニクスに関して，日本磁気学会 第202回研究会，エネルギーに関連する磁性材料の現状とその展開 (ISSN 1882-2940)，202-1, pp. 1-6，(2015)。
- 12) 藤崎敬介：電磁アクチュエータシステムのための磁性材料の必要性と課題，S22 (1) -S22 (4) (第5分冊) 電気学会全国大会，5-S22-1, S22-1, S22 (1) -S22 (4) (第5分冊)，(2015)。
- 13) 藤崎敬介：パワーエレクトロニクス進展により必要とされる磁性材料の磁気特性，電気学会マグネティックス研究会，MAG-13-149，(2013)。
- 14) 藤崎敬介：モータ駆動システムと磁性材料，工業材料 (日刊工業新聞社)，69 (2021) 1, 22。
- 15) スタインメッツ全集，第1巻 (工業数学)，第2巻 (電気工学理論綱要)，第3巻 (交流現象の理論及び計算)，第4巻 (電気回路の理論及び計算)，第5巻 (電気機器の理論と計算)，第6巻 (放電波動及び衝撃)，コロナ社，(1910)。
- 16) 富士電機株式会社カタログ「高圧インバータ FRENIC4600FM5e」2014-9 (2014a/G2007) /KO-D/CTP5EP。
- 17) T.Heidel：ARPA-E Initiatives in High Efficiency Power Conversion, APEC (Applied Power Electronics Conference and Exposition) 2014, Plenary Session Presentations, Fort Worth, (2014)。
- 18) J.W.Kolar：Future Challenges for Research and Teaching in Power Electronics, Presentation held at the 14th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 2014)，Brasov, Romania, (2014)。
- 19) J.S.Glaser, J.Nasadoski and R.Heinrich：In Proc. Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC 2009, (2009)，1121。
- 20) 河村篤男，船渡寛人，星伸一，吉野輝雄，横山智紀：パワーエレクトロニクス学入門—基礎から実用例まで，コロナ社，(2011)。
- 21) 武田洋次，松井信行，森本茂雄，本田幸夫：埋込磁石同期モータの設計と制御」オーム社，東京，(2005)。
- 22) 大野栄一編者：パワーエレクトロニクス入門，オーム社，東京，(2009)。
- 23) R.W.Erickson and D.Maksimovie：Fundamental of Power Electronics, Second edition, Kluwer Academic Publication, U.S.A., (1999)。
- 24) 藤崎敬介：等価物性値による電磁界マルチスケール，【W12200】設計工学・システム部門，マイクロ・ナノ工学部門，計算力学部門企画マルチスケールにおける製品設計の展望，日本機械学会 2016年度年次大会 (4)，(2016)。
- 25) 藤崎敬介：日本機械学会誌，119 (2016) 1176, 616。
- 26) 川添良幸：磁性の根源解明 (公社)，日本磁気学会 第3回岩崎コンファレンス予稿集，(2014)。
- 27) 川添良幸：磁性発現の根源的理解に関する誤解の解消，S22-2電気学会全国大会シンポジウムS22-1，(2015)。
- 28) R.Bozorth：Ferromagnetism, D. Van Nostrand Company, Inc., (1951)。
- 29) W.F.Brown, Jr.：Micromagnetics. New York：Wiley, ISBN 978-0-88275-665-3, (1963)。
- 30) K.Fujisaki and T.Tamaki：IEEE Transactions on Magnetics, 45 (2009) 2, 687。
- 31) K.Fujisaki：IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials, 133 (2013) 11, 585。
- 32) K.Fujisaki：Journal of JSAEM (the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics)，21 (2013) 2, 129。
- 33) 藤崎敬介，玉木輝幸，安廣祥一：電気学会論文誌A (基礎・

- 材料・共通部門誌), 129 (2009) 11, 821.
- 34) 藤崎敬介: ミクロ材料電磁界数値解析による高周波軟磁性材料の形状と損失特性, 電気学会マグネティックス・リニアドライブ・日本磁気学会合同研究会資料, MAG-14-208, LD-14-100, (2014).
- 35) K. Fujisaki and A. Yao: IEEE Transactions on Magnetics, 53 (2017) 6, 7300204.
- 36) 五十嵐一, 比留間真悟, 佐藤俊輔: まぐね/Magnetics Jpn., 15 (2020) 3, 173.
- 37) Japanese Industrial Standard, C2556, (1996).
- 38) International Electrotechnical Commission, 60404-3, Second edition, (1992).
- 39) 藤崎敬介, 山田諒, 日下部隆弘: 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 133 (2013) 1, 69.
- 40) H. Kaihara, N. Takahashi, M. Nakano, M. Kawabe, T. Nomiyama, A. Shiozaki and D. Miyagi: IEEE Trans. Magn., 48 (2012) 11, 3454.
- 41) D. Kayamori and K. Fujisaki: The 10th IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems, PEDS B3P-Q01-9034, (2013), 840.
- 42) 小田原峻也, 萱森大輔, 藤崎敬介: 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 134 (2014) 7, 649.
- 43) K. Fujisaki and S. Liu: Journal of Applied Physics, 115 (2014), 17A321.
- 44) S. Odawara and K. Fujisaki: IEEE Trans. Magn., 54 (2018) 5, 6300308.
- 45) 小田原峻也, 藤崎敬介, 松尾哲司, 進藤裕司: 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 135 (2015) 12, 1191.
- 46) 小田原峻也, 藤崎敬介, 松尾哲司, 進藤裕司: Cauer等価回路とプレイモデルを用いた数値解析によるインバータ励磁下における鉄損特性評価, 電気学会リニアドライブ研究会, (2014), LD-14-039.
- 47) S. Odawara, K. Fujisaki and F. Ikeda: IEEE Transaction on Magnetics, 50 (2014) 11, 7201004.
- 48) N. Denis, S. Odawara and K. Fujisaki: IEEE Trans. Ind. Electr., 64 (2017) 3, 2424.
- 49) N. Denis, Y. Wu and K. Fujisaki: Impact of the Inverter DC Bus Voltage on the Core Losses of a Permanent Magnet Synchronous Motor at Constant Speed, The 19th Int. Conf. Electric. Mach. and Sys. (ICEMS 2016), (2016).
- 50) N.G.M.Thao, L.T.That, K.Fujisaki, K.Naruse and H.Naitoh: IEEJ Journal of Industry Applications, 12 (2023) 1, 12,
- 51) 内藤治夫, 杉本昂也, 藤崎敬介: 電気学会論文誌D, 140 (2020) 6, 488.
- 52) 田中陽大, 古賀尚子, 小木諒介, 小田原峻也, 藤崎敬介: 電気学会D論文誌, 136 (2016) 2, 110.
- 53) 八尾惇, 杉本昂也, 藤崎敬介: IEEJ Transactions on Industry Applications, 139 (2019) 3, 276. (電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 139 (2019) 3. 特集: 半導体電力変換研究会)
- 54) 杉本昂也, 八尾惇, 藤崎敬介: 電気学会論文誌D, 141 (2021) 3, 269.
- 55) N.Denis, S.Takeda, K.Fujitani, K.Fujisaki and S.Odawara: Journal of the Magnetics Society of Japan, 42 (2018) 3, 62.
- 56) N.G.M.Thao, N.Denis, Y.Wu, S.Odawara and K.Fujisaki: IEEJ Transactions on Industry Applications, 8 (2019) 3, 522.
- 57) N.Denis, Y.Kato, M.Ieki and K.Fujisaki: AIP ADVANCES 6, 055916 (2016).
- 58) N. Denis, M. Inoue, K. Fujisaki, H. Itabashi and T. Yano: IEEE Trans. Magn., 53 (2017) 11, 8110006.
- 59) K. Fujisaki and S. Satoh: IEEE Trans. Magn., 40 (2004) 4, 1820.
- 60) 若林大輔, 榎園正人: ベクトル磁気特性制御材の高周波二次元磁気ひずみ測定, 電気学会研究会資料マグネティックス研究会, (査読無), MAG-19-093, (2019), 7.
- 61) M.Enokizono, D.Wakabayashi and Y.Kai: Keynote Presentation: Vector Magnetic Hysteresis Characteristics of Electrical Steel Sheet, 11th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting, Multifunctional and Nanomaterials (JAPMED'11), Book of Abstracts, pp22-23, (2019).
- 62) K.Fujisaki, R.Hirayama, T.Kawachi, S.Satou, C.Kaidou, M.Yabumoto and T.Kubota: IEEE Trans. Magn., 43 (2007) 5, 1950.
- 63) 森本雅之監修: モータの熱対策: 解析・評価, 耐熱材料, 放熱・冷却設計, エヌ・ティー・エス, (2022).

(2023年5月10日受付)