

無方向性電磁鋼板の鉄損に及ぼすインバータ励磁の影響

Influence of Inverter Excitation on Iron Loss of Non-Oriented Electrical Steel

上坂 正憲 UESAKA Masanori JFE スチール 西日本製鉄所(倉敷地区) 薄板商品技術部 電磁室 主任部員(副課長)
大村 健 OMURA Takeshi JFE スチール スチール研究所 電磁鋼板研究部 主任研究員(副部長)
千田 邦浩 SENDA Kunihiro JFE テクノリサーチ 西日本ソリューション本部 倉敷材料評価センター 主査(部長)・博士(工学)

要旨

インバータ励磁下の無方向性電磁鋼板の鉄損に及ぼす材料板厚および ON 電圧の影響を調査した。板厚の増加による鉄損の増加量は、正弦波励磁に比べてインバータ励磁の方が大きくなった。これは、インバータ励磁では鉄損に占める渦電流損の割合が正弦波励磁に比べて大きくなるからと考えられる。また、インバータ用の直流電圧に対する ON 電圧の比が増加するにしたがい、PWM インバータ励磁下の鉄損が増加した。これは、磁束密度の重畳により形成されるマイナーループ生成によるヒステリシス損の増加によるものと考えられる。

Abstract:

The influence of material thickness and ON voltage on iron loss of non-oriented electrical steels under PWM inverter excitation was investigated. The increase of iron loss with the increase in material thickness under inverter excitation was larger than that under sinusoidal excitation. This may be because the ratio of eddy current loss to iron loss under inverter excitation is larger than that under sinusoidal excitation. The iron loss under PWM inverter excitation increased with the increase in the ratio V_{ON}/V_{DC} . This is thought to be due to an increase in hysteresis loss caused by the generation of minor loops formed by superposition of magnetic flux densities.

1. はじめに

省エネルギー化の要請から、モータの高効率化が推進されており、消費電力低減と制御性向上のためにインバータを用いた PWM 制御によるモータの駆動が、ブラシレス DC モータを中心として主流になりつつある。一方で、モータ鉄心の材料として使用される電磁鋼板に対しても、インバータ駆動モータの性能向上への寄与が期待されている。

インバータを用いる高効率モータでは、その電圧波形に含まれる高調波が鉄損を増加させることが知られている¹⁾。一般に、電磁鋼板の磁気特性に板厚や Si 量等が及ぼす影響は単板磁気測定試験 (SST) やエプスタイン試験、リング試験片により評価される^{2,3)}。モータの効率向上に有効な材料は、これらの試験により得られた磁気測定値を参考に選択するが、通常行われている電磁鋼板の磁気特性評価方法では、高調波を含まない正弦波励磁により評価するため、インバータ励磁で駆動されるモータの鉄損との間に乖離が生じるという課題がある⁴⁾。そのため、インバータ励磁に起因する高調波の影響下での磁気特性を考慮することが、モータ設計で重要であるといえる。このような背景のもと、藤崎らは正弦波励磁下での鉄損が同等で板厚の異なる試験片を用

いて、インバータ励磁下での鉄損を評価し、インバータ励磁下では板厚の薄い材料の方が低鉄損となることを報告しており⁴⁾、本田らは、インバータ駆動させたときの誘導モータの特性と鉄心材料の Si 含有量および板厚の関係を調べ、板厚が薄い材料ほどモータ効率が向上することを報告している⁵⁾。

しかし、これまでの報告では鉄心材料の板厚とインバータ励磁下での鉄損の関係を定量的に評価したものはなく、板厚低減によるモータ鉄損の減少について、そのメカニズムにまで踏み込んで詳細に説明した研究例はほとんどない。そこで、板厚のみを種々変更した電磁鋼板の磁気測定用試験片を使い、インバータを用いた制御方法により励磁したときの材料鉄損の評価結果を報告する⁶⁾。

また、笹山らは異なる積層枚数のリング試験片を用いてインバータ励磁下での鉄損を評価し、インバータ励磁下では試験片の断面積を変化させたとき、インバータの ON 電圧に起因するマイナーループの面積が変化し、鉄損に影響することを報告している⁷⁾。また、尹らは任意波形発生器により ON 電圧の異なる PWM インバータ駆動を模擬した電圧波形で励磁し、インバータの ON 電圧を減少させることで鉄損が減少することを報告している⁸⁾。これらから、PWM インバータ励磁条件での鉄損評価においては、電源と測定試験片の条件が鉄損に及ぼす影響を詳細に理解することが必要

2323 年 3 月 22 日受付

といえる。そこで、インバータの ON 電圧が材料鉄損に及ぼす影響を実際の PWM インバータ励磁下で評価することを目的とし、試験片条件と励磁波形条件を変更して鉄損を測定した結果についても報告する⁹⁾。

2. 無方向性電磁鋼板の板厚がインバータ励磁下での鉄損に及ぼす影響

2.1 実験方法

本実験は、インバータを用いた PWM 制御により測定用試験片を励磁する磁気測定により行った。図 1 に測定システムを示す。インバータ部には Si-N チャンネル IGBT による単相インバータを使用した。電流センサーを用いて 1 次電流 I と 2 次電圧 V の波形をデジタルオシロスコープにより記録した。評価サンプルは、Si: 3 mass% の鋼塊から 0.25 mm, 0.35 mm, 0.50 mm の 3 種類の板厚の冷間圧延鋼板を作製し、仕上焼鈍を施した。これら 3 種は同じ Si 含有量であり、結晶粒径も同水準であることを断面組織から確認した。そして、仕上焼鈍板をワイヤーカットで内径 60 mm, 外径 80 mm のリング形状に加工した後、ポリアセタール製の厚み 1 mm のリングケースに入れ、1 次巻線 N_1 150 ターン、2 次巻線 N_2 100 ターンを施した。インバータ励磁下では、鉄心の断面積が鉄損に影響を及ぼすことから⁷⁾、各板厚の材料の積層厚みが 7 mm, 重量のバラつきが 2% 以内となるよう積層枚数を調整した。1 次電流波形から磁場の強さ H を、2 次電圧波形から磁束密度 B を求めた。 H と B の計算式は以下のとおりである。

$$H = \frac{N_1}{L} \times I \text{ [A/m]} \dots\dots\dots (1)$$

$$B = \frac{1}{N_2 S} \times \int V dt \text{ [T]} \dots\dots\dots (2)$$

鉄損 W を以下に示すようにヒステリシス曲線の内部面積から求めた。ここで、 L はリング試料の磁路長、 S は試料の断面積、 f は基本周波数、 ρ は電磁鋼板の密度である。

$$W = \frac{f}{\rho} \times \int H dB \text{ [W/kg]} \dots\dots\dots (3)$$

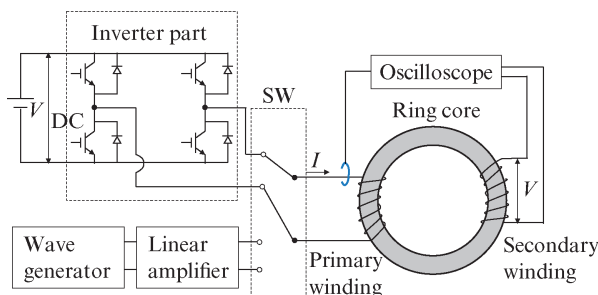


図 1 測定システム
Fig. 1 Measurement system

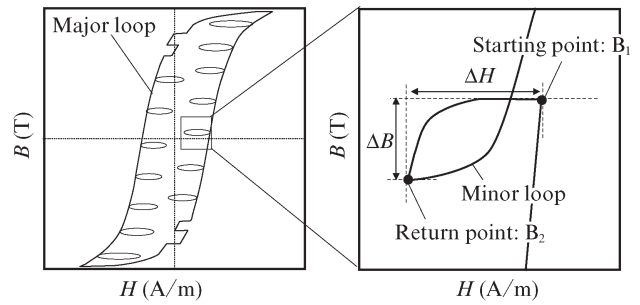


図 2 B-H カーブとマイナーループ
Fig. 2 BH curve and minor loops

インバータ励磁時の鉄損 W_{inv} と正弦波励磁時の鉄損 W_{sin} 、正弦波励磁からインバータ励磁にしたことによる鉄損増加率 R_{inc} を次式のように定義した。

$$R_{inc} = \frac{W_{inv} - W_{sin}}{W_{sin}} \times 100 \text{ [%]} \dots\dots\dots (4)$$

また、図 2 に示すようにインバータ励磁下での BH 曲線における $B=0$ 近傍のマイナーループ部分の磁束密度の変化量を ΔB 、磁界の強さの変化量を ΔH と定義した。

基本周波数を 50 Hz とし、最大磁束密度 B_m を 0.1~1.5 T, キャリア周波数 f_c を 1 k~20 kHz, 変調率 m を 0.1~3.0 の間で変更して鉄損を測定した。ヒステリシス損の測定は 1 周期が 120 s になるように励磁速度を調整し、最大磁束密度 B_m を 0.1~1.5 T の範囲で変化させて測定した。

2.2 実験結果および考察

図 3 に最大磁束密度 B_m を 1.5 T, 基本周波数 f を 50 Hz としたときの正弦波励磁下の鉄損 W_{sin} と、最大磁束密度 B_m を 1.5 T, 基本周波数 f を 50 Hz, キャリア周波数 f_c を 1 kHz, 変調率 m を 0.4 としたときのインバータ励磁下の鉄損 W_{inv} を示す。板厚の減少に伴い正弦波励磁下とインバータ励磁下の鉄損が減少し、インバータ励磁下の鉄損は、正弦波励磁下の鉄損に比べて大きいことが分かる。さらに、イ

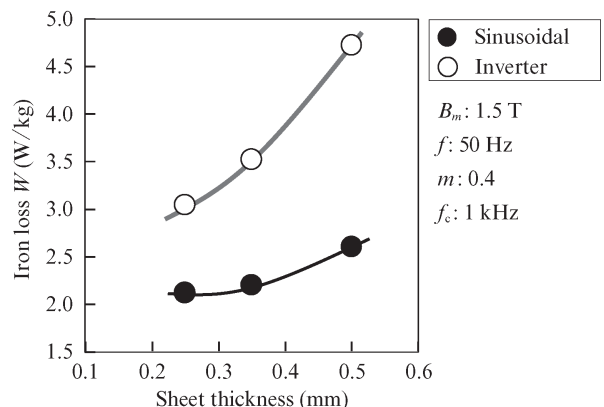


図 3 正弦波およびインバータ励磁下での鉄損
Fig. 3 Iron losses under sinusoidal wave and inverter excitation

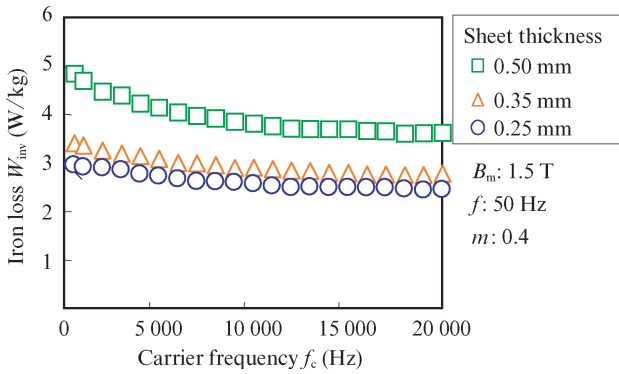


図4 インバータ励磁下での鉄損とキャリア周波数の関係
Fig. 4 Influence of carrier frequency on W_{inv}

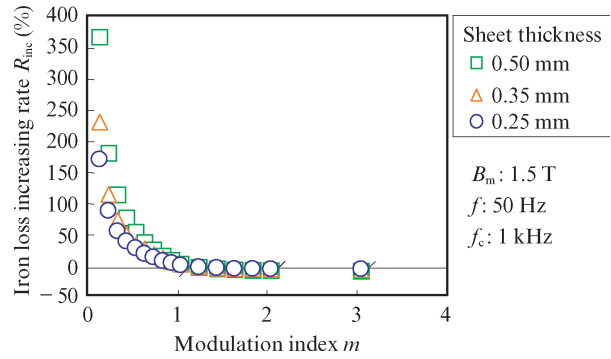


図7 正弦波励磁下での鉄損からの増加率と変調率の関係
Fig. 7 Influence of modulation index on R_{inc}

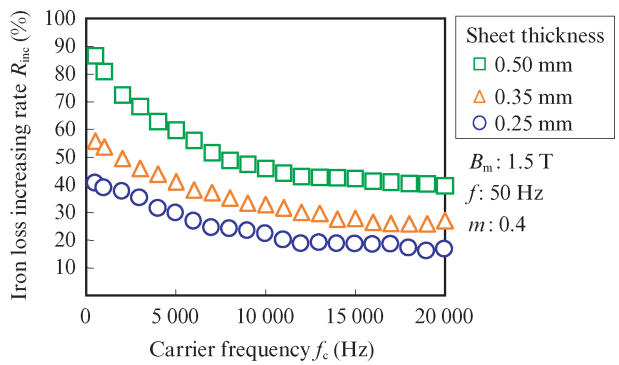


図5 鉄損増加率とキャリア周波数の関係
Fig. 5 Influence of carrier frequency on R_{inc}

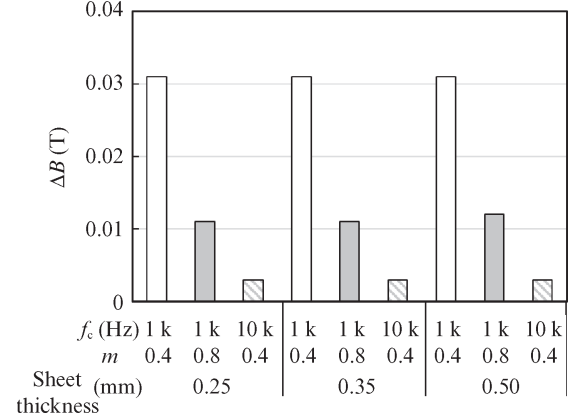
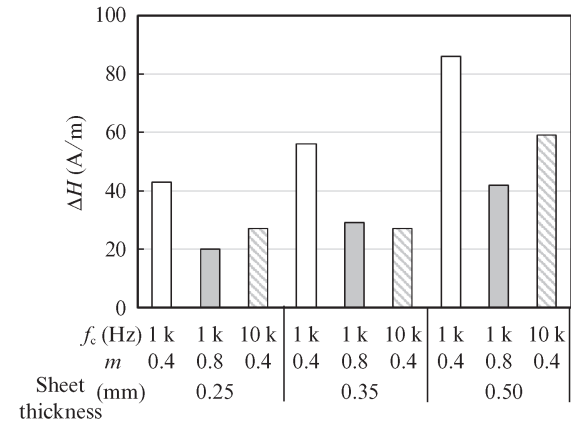


図8 各インバータ励磁条件および各板厚における磁界の強さおよび磁束密度の変化量

Fig. 8 ΔH and ΔB in various inverter excitation conditions and sheet thicknesses

ンバータ励磁では正弦波励磁に比べて、板厚の変化に伴う鉄損の変化量が増加した。

図4に最大磁束密度 B_m を 1.5 T, 基本周波数 f を 50 Hz, 変調率 m を 0.4 とし, キャリア周波数 f_c を変えたときのインバータ励磁下での鉄損 W_{inv} の変化を示す。キャリア周波数の増加に伴い鉄損が減少した。図5に鉄損増加率 R_{inc} とキャリア周波数 f_c の関係を示す。板厚の厚い材料ほど鉄損増加率は大きく, キャリア周波数の増加とともに鉄損増加率が減少した。キャリア周波数 5 kHz 以下で, 鉄損および鉄損増加率の変化が大きくなった。図6に最大磁束密度 B_m を 1.5 T, 基本周波数 f を 50 Hz, キャリア周波数 f_c を 1 kHz と

し, 変調率 m を変えたときのインバータ励磁下での鉄損 W_{inv} の変化を示す。変調率の増加に伴い鉄損が減少した。図7に鉄損増加率 R_{inc} と変調率 m の関係を示す。変調率の増加とともに鉄損増加率が減少し, どの板厚の材料も変調率 1.6 以上で鉄損増加率が一定となった。

図8に 0 T 付近でのマイナーループの磁界の強さの変化量 ΔH と磁束密度の変化量 ΔB を示す。キャリア周波数および変調率が小さいほど磁束密度の変化量 ΔB と磁界の強さの変化量 ΔH が大きくなった。また, 材料の板厚を薄くしたと

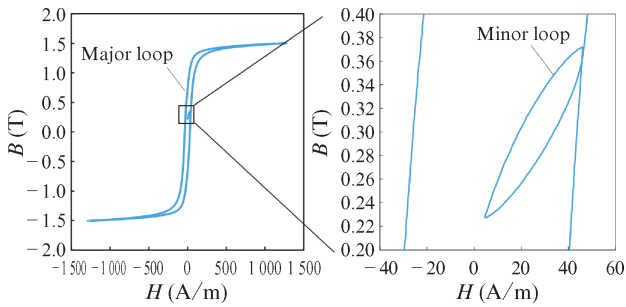


図9 ヒステリシス損測定でのBH曲線の一例

Fig. 9 Hysteresis losses under sinusoidal wave and inverter excitation predicted by empirical composition

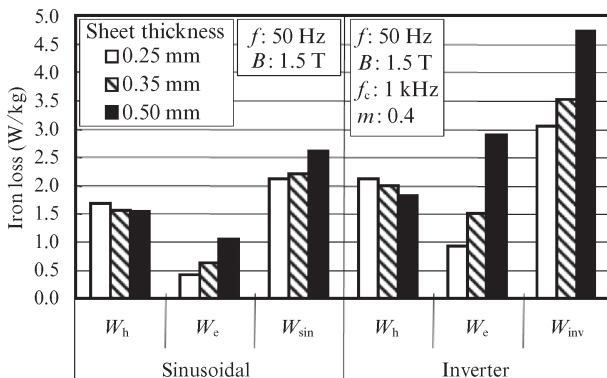


図10 インバータ励磁と正弦波励磁におけるヒステリシス損、渦電流損および鉄損

Fig. 10 Hysteresis loss W_h , eddy current loss W_e , and iron loss under sinusoidal wave W_{sin} and inverter excitation W_{inv}

き、磁束密度の変化量 ΔB はほとんど変化しないが、磁界の強さの変化 ΔH は減少していることが分かる。この傾向はすべてのマイナーループで確認できたことから、薄厚化した場合にインバータ励磁下の鉄損が大きく低減した理由は、板厚低減によりマイナーループの ΔH が小さくなり、その分鉄損が減少したためと考えられる。

次に、インバータ励磁下での渦電流損とヒステリシス損の板厚依存性を評価するため、BH曲線がマイナーループを含むときのヒステリシス損を以下の方法で測定した。

マイナーループを形成するとき、マイナーループの起点 B_1 および、 ΔB の大きさがヒステリシス損に影響することが知られている^{10,11)}。そこで、インバータ励磁で形成されたすべてのマイナーループに対して、個々の起点 B_1 と折り返し点 B_2 を読み取り、ヒステリシス損測定の磁束密度波形がインバータ励磁での磁束密度波形と同じ磁束密度で反転するように電圧を制御し、一周期が120 sとなる励磁速度でヒステリシス損を測定した。図9にヒステリシス損測定でのBH曲線の一例を示す。メジャーループはマイナーループの有無によらず同じ軌跡をたどった。そして、得られたマイナーループの面積から個々のマイナーループのヒステリシス損を算出し、メジャーループとすべてのマイナーループのヒステ

リシス損を足し合わせた値をインバータ励磁下でのヒステリシス損とし、インバータ励磁下の鉄損から上記の方法で求めたヒステリシス損を差し引くことでインバータ励磁下の渦電流損を求めた。

図10に正弦波励磁下およびインバータ励磁下の鉄損 W_{sin} と W_{inv} 、ヒステリシス損 W_h 、渦電流損 W_e をそれぞれ示す。板厚を変えたときのヒステリシス損の変化量はインバータ励磁と正弦波励磁でほとんど変わらない。一方で、板厚変化に伴う渦電流損の変化量は、インバータ励磁の方が大きく、板厚の影響を強く受けていることが分かる。これは、インバータ励磁では波形に高調波を含むため、鉄損に占める渦電流損の割合が増加したことを反映していると考えられる。

次に、インバータ励磁下での磁束密度波形をFFTによりスペクトル解析した。板厚0.25 mmの材料でキャリア周波数と変調率を変更したときのFFT解析結果を図11、図12、図13に示す。スペクトル中に基本周波数である50 Hzとキャリア周波数の倍数の周波数成分が検出された。スペクトル強度と変調率およびキャリア周波数の関係を図14、図15に示す。変調率およびキャリア周波数の増加に伴い、基本周波数成分の強度が増加し、キャリア周波数の倍数成分の強度が減少した。

続いて磁束密度波形のスペクトル成分に基づいて鉄損を算定した。ここでは、異なる板厚の材料間でスペクトルの分布の差異は認められなかったため、板厚0.25 mmの材料のスペクトル成分と強度を用いて解析した。

まず、FFT解析から得られたスペクトルの強度を最大磁束密度とした正弦波励磁条件で鉄損を測定し、これらを加算することでインバータ励磁での鉄損の推定値を求めた。50 Hz および0.1 k~1.9 kHz、1.95 k~20.05 kHzの各領域の周波数成分に対応する正弦波励磁条件の鉄損を足し合わせることで、インバータ励磁下の鉄損に対する基本周波数成分と高調波成分の寄与を推定した。

図16にインバータ励磁下での鉄損実測値と各周波数領域の鉄損推定値を示す。鉄損推定値は鉄損実測値に比べて小さくなった。一般的に直流偏磁下での鉄損は、偏磁が無いときに比べて増加することが知られており^{10,11)} 今回用いた手法では、さまざまな偏磁の条件で重畳される高調波成分の鉄損を完全には模擬できていないため、鉄損を過小に評価したと考えられる。しかし、磁束密度のスペクトル成分から推定した鉄損は、キャリア周波数と変調率に対する実際の鉄損変化と傾向がよく一致しており、今回用いた手法はインバータ励磁による鉄損の増加現象を理解するのに有用といえる。

高調波成分の鉄損に着目すると、板厚や励磁条件を変更したときの鉄損の変化量は1.95 k~20.05 kHzが最も大きく、その変化量は、インバータ励磁下での実測鉄損の変化量と比較的よく一致していることが分かる。板厚が厚いほど、インバータ励磁条件を変えた場合の鉄損変化が大きいのは、

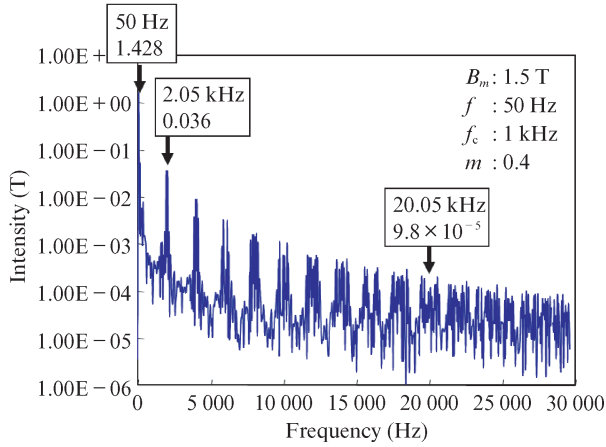


図 11 磁束密度の周波数スペクトル (f_c : 1 kHz, m : 0.4)
Fig. 11 Frequency spectrum of flux density

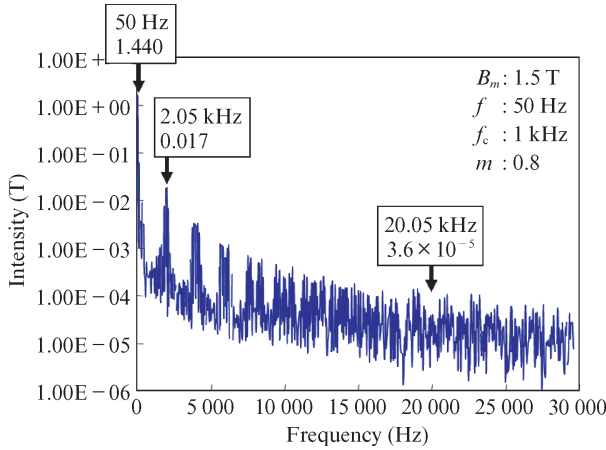


図 12 磁束密度の周波数スペクトル (f_c : 1 kHz, m : 0.8)
Fig. 12 Frequency spectrum of flux density

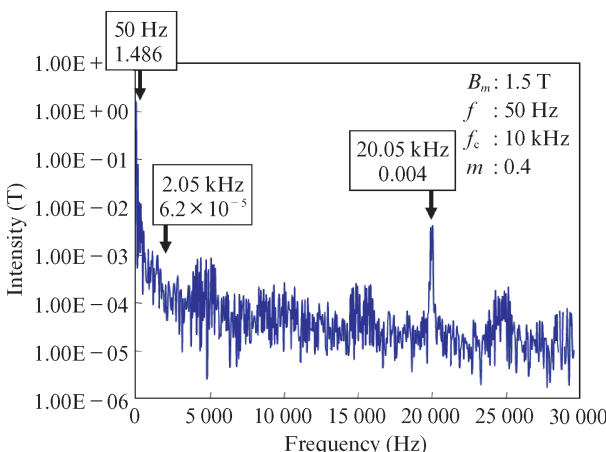


図 13 磁束密度の周波数スペクトル (f_c : 10 kHz, m : 0.4)
Fig. 13 Frequency spectrum of flux density

高調波成分が大きな影響を与える渦電流損の鉄損に占める割合が、板厚が厚いほど増加するためと考えられる。

さらに、図 16 からは変調率が高い励磁条件ほど、板厚が

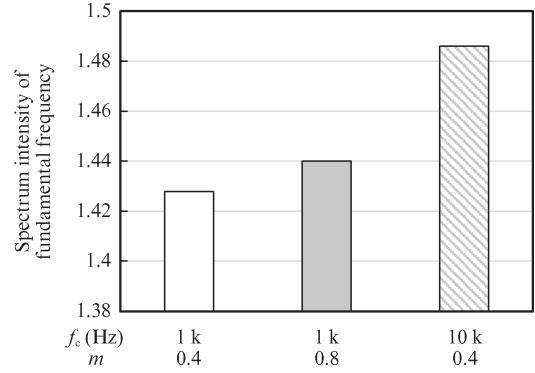


図 14 各キャリア周波数および変調率における基本周波数のスペクトル強度

Fig. 14 Spectrum intensity of fundamental frequency at each carrier frequency and modulation rate

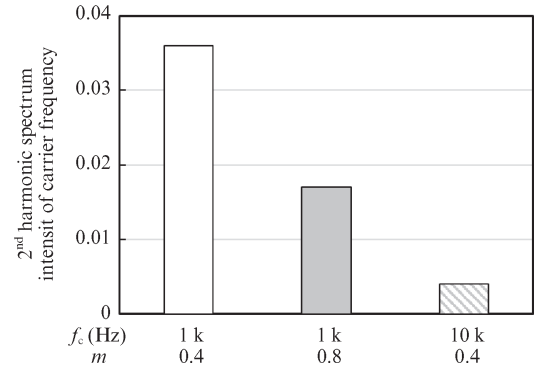


図 15 各キャリア周波数および変調率におけるキャリア周波数の二次高調波スペクトル強度

Fig. 15 2nd harmonic spectrum intensity of carrier frequency at each carrier frequency and modulation rate

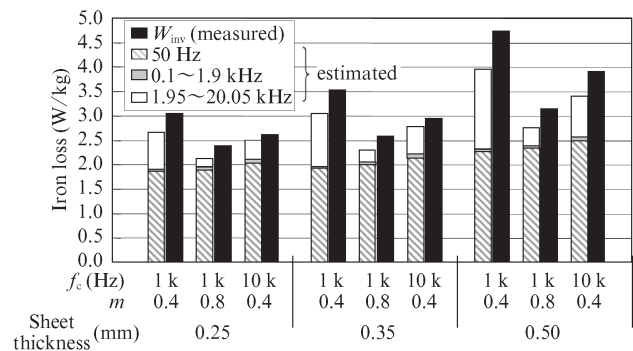


図 16 インバータ励磁下での鉄損実測値と FFT 分析から予測された鉄損計算値の比較

Fig. 16 W_{inv} and Iron losses estimated by FFT analysis

増加した場合の鉄損増加量が小さいことが分かる。これは図 15 に示すように、変調率を増加させた場合に磁束密度波形における高調波成分の強度が減少したため、鉄損に占める渦電流損の割合も減少したことが原因と考えられる。

また、キャリア周波数が高い励磁条件でも板厚を変えた

場合の鉄損変化が小さくなった。これは変調率の場合と同様に高調波成分の強度が減少し、鉄損に占める渦電流損の割合が減少したことが原因と考えられる。

3. インバータ励磁下での鉄損に及ぼす ON 電圧の影響

3.1 実験方法

本実験は、Si-N チャンネル IGBT による単相インバータ回路を励磁電源として用いた磁気測定により行った。図 17 に測定システムを示す。磁気測定の電圧波形から読み取った ON 電圧の平均値 V_{ON} は 1.2 V であり、直流電源電圧 V_{DC} を調整することにより目標の最大磁束密度を得た。また、比較のために任意波形発生器とリニアアンプを組み合わせた励磁電源による測定を実施した。ここでは $V_{ON}=0$ の理想的な PWM 電圧波形とした。これら磁気測定では、1 次電流波形と 2 次電圧波形をデジタルオシロスコープにより記録し、磁界の強さ H と磁束密度 B の時間変化から鉄損を求めた。PWM 制御条件はキャリア周波数 $f_c=1$ kHz および変調率 $m=0.4$ に固定し、最大磁束密度 $B_m=1.0$ T、基本周波数 $f=50$ Hz とした。インバータおよびリニアアンプ励磁での鉄損をそれぞれ W_{inv} 、 W_{amp} と定義した。

測定用の試料は、板厚 0.35 mm の無方向性電磁鋼板をワイヤークットで内径 35 mm、外径 55 mm のリング形状に加工し、ポリアセタール製の厚み 1 mm のリングケースに入

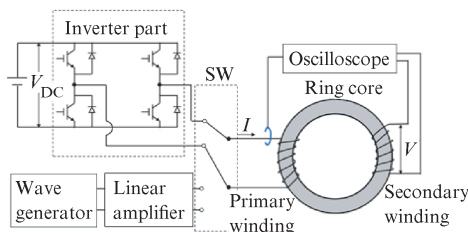


図 17 測定システム

Fig. 17 Measurement system

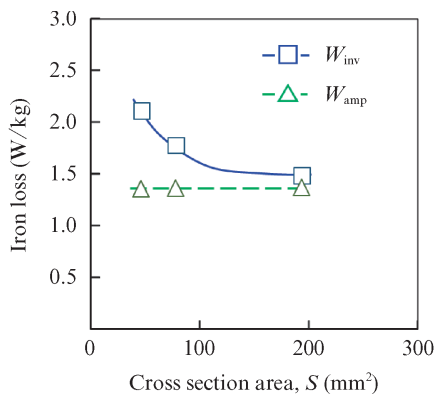


図 18 鉄損におよび積層鋼板の断面積の影響

Fig. 18 Effect of cross section area of laminated specimen

れ、1 次巻線 100 ターンと 2 次巻線 100 ターンを施した。測定では試料鋼板の積層枚数を 13 枚、22 枚、55 枚の 3 水準で変化させることにより、 V_{ON} と V_{DC} の比を変化させた。

3.2 実験結果および考察

図 18 に試料断面積 S と鉄損の関係を示す。試料断面積の減少とともに PWM インバータ励磁での鉄損 W_{inv} は増大するが、PWM リニアアンプ励磁での鉄損 W_{amp} はほとんど変化しなかった。また、同じ試料断面積の場合、鉄損は W_{inv} の方が W_{amp} より大きかった。図 19 に V_{DC} に対する V_{ON} の比と鉄損の関係を示す。 W_{inv} は V_{ON}/V_{DC} の増加とともに増加した。

励磁方法が高調波成分に及ぼす影響を明らかにするため、磁束密度波形中の高調波成分の振幅を FFT 解析により求めた。いずれの励磁方法においても基本周波数 50 Hz とキャリア周波数の 2 倍となる 2 kHz 周辺の成分が検出された。表 1 に PWM インバータ励磁と PWM リニアアンプ励磁における FFT 解析結果を示す。リニアアンプ励磁では断面積によらずスペクトル強度は一定であるが、PWM インバータ励磁ではスペクトル強度に試料断面積依存性があることが分かる。

次に、各スペクトル強度を最大磁束密度とし、各周波数における正弦波励磁での鉄損を測定、加算することで鉄損

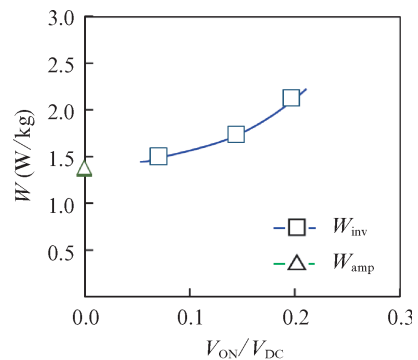


図 19 鉄損に及ぼす直流電圧と ON 電圧比率の影響

Fig. 19 Effect of ratio of ON voltage to secondary voltage on iron loss

表 1 磁束密度波形のスペクトル強度
Table 1 Spectrum intensity of flux density waveform

PWM operating condition	Intensity of spectrum component (T)			
	S (m ²)	at 50 Hz	at 1.95 kHz	at 2.05 kHz
PWM-AMP	4.55	1.044	0.020	0.019
	7.70	1.047	0.020	0.020
	19.25	1.049	0.021	0.020
PWM-INV	4.55	0.853	0.036	0.033
	7.70	0.918	0.029	0.027
	19.25	0.985	0.029	0.022

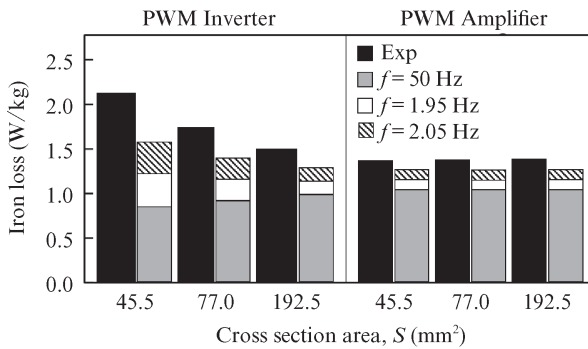


図 20 FFT 分析によって予測される鉄損計算値

Fig. 20 Iron losses estimated by FFT analysis

の推定値を求めた (図 20)。PWM リニアアンプ励磁では鉄損の実測値と推定値が良く一致するが、PWM インバータ励磁では実測値と推定値の差が大きく、試料断面積が小さいほど差が大きくなった。Marcelo らによると、マイナーループを高磁束密度域で形成するほどマイナーループの面積が増加し、ヒステリシス損が増加することが報告されている¹⁰⁾。 $B=0$ が中心となる正弦波励磁により測定した鉄損の積算による推定値では、磁束密度波形への高調波成分の重畳によるヒステリシス損の増加分を考慮しないため、過少に見積もられていたと考えられる。加えて、試料断面積が小さいほどマイナーループ面積が広く、磁束密度波形への高調波成分の重畳によるヒステリシス損増加分が大きくなり、誤差が大きくなったと考えられる。PWM リニアアンプ励磁では、マイナーループが形成されないため、FFT 解析から得られた各スペクトルでの鉄損で実測鉄損を精度よく予測できたと考えられる。

4. おわりに

インバータ励磁に起因する高調波の影響下での磁気測定を考慮することが、モータ設計で重要であるといえる。その観点で以下の知見を得た。

- (1) インバータ励磁では高調波の影響により、鉄損に占める渦電流損の割合が正弦波励磁のときよりも大きくなることを定量的に示した。このことから、鉄心材料の薄厚化により渦電流損を低減する場合、正弦波励磁下よりイン

バータ励磁下の方が大きな効果が得られたと考えられる。

- (2) キャリア周波数および変調率の増加に伴い磁束密度波形に含まれる高調波成分割合が減少した。そのため、鉄損に占める渦電流損の割合が減少し、板厚依存性が低くなったと考えられる。
- (3) インバータ用の直流電圧に対する ON 電圧の比が増加するにしたがい、鉄損が増加した。
- (4) ON 電圧のない PWM 励磁条件での鉄損は磁束密度波形の周波数成分から精度よく予測できた。一方、インバータ励磁条件での鉄損は、ON 電圧に起因するマイナーループ形成によるヒステリシス損の増加が、磁束密度波形の周波数成分から求めた予測値には考慮されていないため、測定値と予測値の乖離が生じた。

参考文献

- 1) 高畑良一, 湧井真一, 安島俊幸, 宮田健治, 野間啓二, 妹尾正治. 集中巻永久磁石同期モータの損失評価に関する基礎検討. 電学論 D. 2013, vol. 133, no. 12, p. 1148-1156.
- 2) 岡崎靖雄. 二方向性けい素鋼板の磁気特性. 電学論 A. 1992, vol. 112, no. 6, p. 513-520.
- 3) Arai, K. I.; Satoh, H.; Agatsuma, S.; Ishiyama, K. Tertiary Recrystallization and Iron Loss of Ultra Thin Silicon Steel. IEEE Trans. Magn. 1990, vol. 26, no. 5, p. 1969-1971.
- 4) 藤崎敬介, 山田 諒, 日下部隆弘. 励磁電源による磁性材料特性の変化. 電気学会研究資料. 2012, MAG-12-32, p. 55-60.
- 5) 本田厚人, 佐藤圭司, 石田昌義, 大山 勇. インダクションモータ特性におよぼす無方向性電磁鋼板素材の影響. 電気学会研究会資料. 1997, RM-97-148. p. 13-18.
- 6) 上坂正憲, 千田邦浩, 大村健, 岡部誠司. 無方向性電磁鋼板の板厚がインバータ励磁下の鉄損に及ぼす影響. 電学論 A. 2018, vol. 138, no. 7, p. 367-372.
- 7) 柳澤佑輔, 貝原浩紀, 笹山瑛由, 中野正典, 高橋則雄, 河邊盛男, 野見山琢磨, 塩崎明. コアの断面積が PWM インバータ励磁下の無方向性電磁鋼板の鉄損に与える影響. 平成 25 年電気学会全大. 2013, no. 2-139, p171-172.
- 8) Yun, K.; Fujisaki, K. Iron Loss Characteristics of Estimated ON-Voltage of Power Semiconductor by PWM Shaped Voltage Excitation. IEEE Transactions on Fundamentals and Materials. 2015, vol. 135, no. 10, p. 605-610.
- 9) 上坂正憲, 千田邦浩, 大村健, 岡部誠司. PWM インバータ励磁下での鉄損に及ぼす ON 電圧の影響. 平成 28 年電気学会産業応用部門大会. 2016, 3-13, p. 139-140.
- 10) Lancarotte, M. S.; Goldemberg, C.; Pentead, Jr A. de A. Estimation of FeSi Core Losses Under PWM or DC Bias Ripple Voltage Excitations. IEEE Trans. Energy Conversion. 2005-6, vol. 20, no. 2, p. 367-372.
- 11) 木俣裕敬, 柳瀬俊次, 榎修一郎, 岡崎靖雄. 電磁鋼板のマイナーループ磁気損失. 平成 17 年電気学会全国大会. 2005, 2-133, p. 150.